

Titre: Conception et réalisation d'un oscillateur radiant à boucle active à
Title: 2,45 GHZ en technologie microruban

Auteur: Mohsen Zolghadri-Jahromi
Author:

Date: 1999

Type: Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

Référence: Zolghadri-Jahromi, M. (1999). Conception et réalisation d'un oscillateur radiant à
Citation: boucle active à 2,45 GHZ en technologie microruban [Master's thesis, École
Polytechnique de Montréal]. PolyPublie. <https://publications.polymtl.ca/8918/>

 **Document en libre accès dans PolyPublie**
Open Access document in PolyPublie

URL de PolyPublie: <https://publications.polymtl.ca/8918/>
PolyPublie URL:

**Directeurs de
recherche:**
Advisors:

Programme: Unspecified
Program:

NOTE TO USERS

This reproduction is the best copy available.

UMI

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

**CONCEPTION ET RÉALISATION D'UN OSCILLATEUR RADIANT
À BOUCLE ACTIVE À 2,45 GHZ EN TECHNOLOGIE
MICRORUBAN**

**MOHSEN ZOLGHADRI-JAHROMI
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE ET DE GÉNIE
INFORMATIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL**

**MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLOME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)
NOVEMBRE 1999**



National Library
of Canada

Acquisitions and
Bibliographic Services

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Bibliothèque nationale
du Canada

Acquisitions et
services bibliographiques

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file Votre référence

Our file Notre référence

The author has granted a non-exclusive licence allowing the National Library of Canada to reproduce, loan, distribute or sell copies of this thesis in microform, paper or electronic formats.

The author retains ownership of the copyright in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque nationale du Canada de reproduire, prêter, distribuer ou vendre des copies de cette thèse sous la forme de microfiche/film, de reproduction sur papier ou sur format électronique.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur qui protège cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

0-612-53610-6

Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé:

**CONCEPTION ET RÉALISATION D'UN OSCILLATEUR RADIANT
À BOUCLE ACTIVE À 2,45 GHZ EN TECHNOLOGIE
MICRORUBAN**

Présenté par: ZOLGHADRI-JAHROMI Mohsen

En vue de l'obtention du diplôme de: Maîtrise ès sciences appliquées

A été dûment accepté par le jury d'examen constitué de:

M. BOSISIO Renato G., M.sc.A., président

M. AKYEL Cevdet, D.Sc.A. membre et directeur de recherche

M. GHANOUCI, Fadhel M., Ph.D, membre

DÉDICACE

À mon épouse et mon garçon

REMERCIEMENTS

Je tiens à remercier tous les gens qui m'ont appuyé durant ma recherche, tout particulièrement mon directeur de recherche M. Cevdet AKYEL qui a su me conseiller tout au long de ce projet.

Je remercie également tous les professeurs et les étudiants de centre de recherche POLYGRAMES, surtout M. Fadhel M. GHANOUCI et M. Jules GAUTIER et M. Ahmed BIRAFANE.

Je tiens à remercier M. Renato BOSISIO pour avoir accepté la présidence de ma soutenance, aussi bien que les autres membres du jury M. Jean Jacques LAURIN et M. Ammar B. KOUKI.

Finalement je remercie ma femme Rosace et tous mes amis pour m'avoir supporté.

RÉSUMÉ

Dans ce mémoire, on aborde les généralités d'amélioration active du facteur de qualité des résonateurs en micro-ondes. Parmi les méthodes qui existent, celle de la boucle active est choisie et la relation qui existe entre le facteur de qualité amélioré et le gain de la boucle active est établi analytiquement. Une antenne plaquée microruban est un circuit résonant, capable de rayonner l'énergie électromagnétique, alors la méthode de boucle active toujours s'applique à celle-là.

Pour notre application spécifique, dans laquelle l'antenne plaquée joue le rôle du résonateur d'un circuit oscillant, on doit améliorer le facteur de qualité de l'antenne. Pour un résonateur radiant, nous avons besoin d'une bonne radiation et un facteur de qualité le plus élevé possible. Quand on augmente l'épaisseur du substrat d'une antenne plaquée tout en diminuant la permittivité relative du substrat, on gagne en radiation. En même temps, on aura une largeur de bande plus grande, ce qui implique un facteur de qualité plus faible. Pour résoudre ce problème, une amélioration active du facteur de qualité de l'antenne plaquée, est proposée.

Dans ce projet, on a réalisé et conçu un oscillateur à base du résonateur actif radiant. Cet oscillateur à contre-réaction utilise le résonateur actif plaqué (mentionné en haut) dans sa boucle réactive. Le résonateur radiant est une antenne plaquée à deux ports. On devrait améliorer le facteur de qualité de cette antenne pour pouvoir améliorer la performance de l'oscillateur au niveau de la stabilité de phase et la fréquence d'oscillation. En utilisant la méthode de la boucle active, on est arrivé à multiplier le facteur de qualité du résonateur tout en conservant ses caractéristiques radiatives. Le principe de cet oscillateur est le même que celui des oscillateurs sinusoïdaux à boucle réactive à part la présence du résonateur actif radiant qui joue en plus le rôle d'une antenne.

ABSTRACT

In this thesis we have discussed the active improvement of the quality factor in microwave resonators in general. Among all the methods, the active loop method has been explained and the relation between the quality factor improvement and the gain in the loop has been analytically developed. A microstrip patch antenna is a resonator which is capable of radiating electromagnetic energy. With the integration of an amplifier in the patch antenna circuitry, an active patch antenna is formed.

For a specific application in which the patch antenna is the resonator of a feed back oscillator, the antenna quality factor has to be improved. For such a radiating resonator, we need a good radiation capability and a pretty high quality factor at the same time. For a patch antenna, increasing the substrate thickness and decreasing the substrate permitivity ends up in a better radiation. At the same time we will have a wider bandwidth which is equivalent to a lower quality factor. To solve this contradiction an active improvement of the quality factor for the patch antenna is proposed.

An application of this radiating active resonator has been designed et carried out. This example is an feedback oscillator which uses this active patch resonator in its feedback loop. This radiating resonator is a patch antenna with two ports. We had to improve the quality factor of this antenna in order to get a better performance for the oscillator's phase and frequency stability. With using the active loop method we succeeded to increase the quality factor of the resonator and maintaining its radiating capability at the same time. The theory of operation of this oscillator is the same as a simple feedback oscillator. With using a large band power amplifier, a modulator and a two port patch radiator, all installed in a closed loop a very simple transmitter is formed.

TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE	iv
REMERCIEMENTS	v
RÉSUMÉ	vi
ABSTRACT	vii
TABLE DES MATIÈRES	viii
LISTE DES FIGURES	xi
LISTE DES ANNEXES	xiv
INTRODUCTION	1
CHAPITRE 1: AMÉLIORATION ACTIVE DU FACTEUR DE QUALITÉ	4
1.1 Introduction	4
1.2 Amélioration active du facteur de qualité	5
1.3 Définitions du facteur de qualité	5
1.3.1 Facteur de qualité chargé et isolé	6
1.4 Relation entre de facteur de qualité et la largeur de bande	6
1.5 Principe d'amélioration du facteur de qualité	8
1.6 Méthode "boucle active"	9
1.6.1 Rétroaction positive	9
1.6.2 Formulation de facteur de qualité amélioré	11
1.7 Conclusion	13
CHAPITRE 2: ANTENNE PLAQUÉE MICRORUBAN	14
2.1 Introduction	14
2.2 Les lignes de transmission Micro ruban	15
2.3 Antenne plaquée	16
2.3.1 Mécanisme d'opération d'antenne plaquée rectangulaire	17
2.4 Méthode d'analyse de l'antenne plaquée	18
2.4.1 Modèle des lignes de transmission	19
2.4.2- Modèle de Cavité	22

2.4.2- Modèle de Cavité.....	22
2.4.3 Modélisation des réseaux multi-ports	25
2.5 Fréquence de résonance de l'antenne plaquée rectangulaire	28
2.5.1 Décalage dans la fréquence de résonance.....	29
2.6 Modèle RLC d'une antenne plaquée	30
2.6.1 Facteur de qualité de circuit RLC	32
2.7 Facteur de qualité de l'antenne plaquée	33
2.8 Efficacité de radiation	37
2.9 Conclusion.....	38
CHAPITRE 3: COUPLEUR DIRECTIF.....	40
3.1 Introduction	40
3.2 Généralités sur coupleur directif	41
3.3 Mode pair et mode impair dans deux lignes couplées	42
3.4 Couplage par deux lignes parallèles microrubans quart d'onde	45
3.4.1 Conception de coupleur microruban par une méthode de synthèse approximative	47
3.5 Conclusion.....	48
CHAPITRE 4: SYNTHÈSE ET MESURES.....	49
4.1 Introduction	49
4.2 Configuration de base	50
4.3 Premier circuit d'essai	50
4.3.1 Modèle discret.....	51
4.3.2 Conception du résonateur plaqué.....	53
4.3.4 Simulation	53
4.3.5 Validation des formules analytiques.....	56
4.3.6 Choix du dispositif actif.....	58
4.3.7 Fabrication et mesures	59
4.4 Circuit final.....	60
4.4.1 Résonateur plaqué.....	60

4.4.2 Choix de substrat	63
4.4.3 Simulation avec <i>MOMENTUM</i>	64
4.4.4 Conception et simulation de l'antenne plaquée rectangulaire	65
4.4.5 Conception et simulation du résonateur plaqué rectangulaire	66
4.4.6 Conception et simulation du coupleur directif	66
4.4.7 Courbure	67
4.4.8 Simulation globale	68
4.4.9 Comparaison entre les résultats de simulation et la formule analytique.....	72
4.4.10 Fabrication et mesures	73
4.5 Conclusion.....	75
CHAPITRE 5: OSCILLATEUR RADIANT	77
5.1 Introduction	77
5.2 Oscillateurs sinusoïdaux à réaction	78
5.3 Stabilité d'amplitude.....	79
5.4 Stabilité de phase.....	80
5.4.1 Le facteur de la stabilité de fréquence	81
5.4.2 Bruit de phase	83
5.4.3 La relation entre le bruit de phase et le facteur de qualité	84
5.5 Configuration de base.....	85
5.5.1 Résonateur radiant	86
5.5.2 Atténuateur et déphaseur	88
5.5.3 Amplificateur de puissance.....	88
5.6 Mesure.....	89
5.6.1 Mesures de la boucle ouverte.....	89
5.6.2 Mesures de la boucle fermée	92
5.7 Conclusion.....	99
CONCLUSION GÉNÉRALE.....	100
BIBLIOGRAPHIE	102

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1: Circuit équivalent électrique d'une antenne plaquée rectangulaire.....	7
Figure 1.2: Une configuration rétroactive générale	10
Figure 2.1: a)Une ligne de transmission bifilaire b)un fil en parallèle avec plan de masse infini c)une ligne de transmission microruban.....	15
Figure 2.3 : Un résonateur plaqué rectangulaire.....	17
Figure 2.4 Une antenne plaquée rectangulaire alimentée par une source de tension	17
Figure 2.5 : Patron de radiation d'une antenne plaquée rectangulaire.....	18
Figure 2.6.a: Modèle équivalent d'une plaque métallique rectangulaire non chargé	19
Figure 2.6.b: Une plaque métallique rectangulaire avec une ligne d'alimentation le long du bord radiant.	19
Figure 2.6.c: Une plaque métallique rectangulaire avec une ligne d'alimentation le long du bord non radiant	20
Figure 2.7 : Circuit équivalent d'un résonateur plaquée à deux ports	21
Figure 2.8 : Circuit équivalent d'une antenne plaquée	31
Figure 2.9 : Modèle simplifié d'antenne plaquée autour de la fréquence de résonance ..	32
Figure 2.10.a: Efficacité de radiation suivant l'épaisseur du substrat en considérant la perte diélectrique dans le substrat	38
Figure 2.10.b: Efficacité de radiation suivant l'épaisseur du substrat sans la perte diélectrique dans le substrat.....	38
Figure 3.1: Schéma général d'un coupleur directif.....	41
Figure 3.2: Circuit Équivalent pour mode paire	43
Figure 3.3: Circuit Équivalent pour mode impaire	43
Figure 3.4: Un coupleur microruban quart d'onde	46
Figure 4.1: Schéma global d'une configuration à boucle active.....	50
Figure 4.2: Un résonateur microruban avec couplages de deux ports	51
Figure 4.3: Circuit RLC équivalent du résonateur plaqué	51
Figure 4.4: Validation du circuit RLC équivalent	52

Figure 4.5: Circuit équivalent du résonateur actif	52
Figure 4.6: Page de simulation en MDS	55
Figure 4.7: Perte d'insertion, avant et après l'application de la boucle active.....	56
Figure 4.8: Gain de la boucle ouverte de circuit rétroactif	57
Figure 4.9: Premier circuit d'essai, utilisant nc34019	58
Figure 4.10: Résonateur actif utilisant l'amplificateur monolithique <i>ERA5</i>	59
Figure 4.11: Perte d'insertion du résonateur plaqué avant et après application de la boucle active	60
Figure 4.12: Masque du antenne plaqué à deux ports.....	61
Figure 4.13: Circuit équivalent d'une antenne plaquée à deux ports	61
Figure 4.14: Validation du circuit équivalent d'antenne plaquée à deux port.....	62
Figure 4.15: Circuit équivalent du résonateur actif	63
Figure 4.16: Efficacité de radiation d'une antenne plaquée rectangulaire suivant l'épaisseur du substrat.....	63
Figure 4.17: Antenne plaquée rectangulaire choisie.....	65
Figure 4.18: Perte de réflexion d'antenne plaquée	65
Figure 4.19: Perte d'insertion d'antenne plaquée à deux ports	66
Figure 4.20: Coupleur directif microruban	67
Figure 4.21: Couplage du coupleur directif	67
Figure 4.22: Courbure microruban	68
Figure 4.23: Perte d'insertion de courbure microruban.....	68
Figure 4.24: Page de circuit pour l'antenne plaquée active	71
Figure 4.25: Perte d'insertion d'antenne plaquée à deux ports, avant et après l'application de la boucle active	72
Figure 4.26: Le gain de la boucle ouverte du circuit rétroactif.....	73
Figure 4.27: Masque de la version finale d'une antenne plaquée active à deux ports.....	74
Figure 4.28: Perte d'insertion d'antenne à trois ports active et passive.....	74
Figure 4.29: Perte de réflexion d'antenne plaquée à trois ports avec la boucle désactivée	75
Figure 4.30: Perte de réflexion d'antenne plaquée à trois ports avec la boucle désactivée	75

Figure 5.1: Oscillateur à contre-réaction	78
Figure 5.2: Déphasages suivant la fréquence.....	81
Figure 5.3: RLC parallèle	82
Figure 5.4: Mesure du bruit de phase.....	84
Figure 5.5: Schéma block d'oscillateur radiant	86
Figure 5.6: Montage utilisé pour le mesure du circuit d'oscillateur à boucle ouverte.....	89
Figure 5.7.a : Amplitude du gain de la boucle ouverte sans amélioration du facteur du qualité.....	90
Figure 5.7.b: Phase du gain de la boucle ouverte sans amélioration du facteur du qualité.....	90
Figure 5.8.a: Amplitude du gain de la boucle ouverte avec amélioration du facteur de qualité.....	91
Figure 5.8.b: Phase du gain de la boucle ouverte avec amélioration du facteur de qualité.....	91
Figure 5.9: Courbe AM/AM du gain de la boucle ouverte.	92
Figure 5.10: Le montage de mesure de l'oscillateur radiant en boucle fermée.	93
Figure 5.11: Courbe AM/AM d'amplificateur de puissance	94
Figure 5.12: Signal produit par oscillateur	94
Figure 5.13: Sortie de l'oscillateur enregistrée pendant une heure	95
Figure 5.14: Sortie de l'oscillateur enregistré en présence des obstacles.....	96
Figure 5.15: Mesure du bruit de phase (offset 5 kHz)	96
Figure 5.16: Mesure du bruit de phase (offset= 2kHz).....	97
Figure 5.17: Deuxième harmonique.	98
Figure 5.18: Troisième harmonique.....	98

LISTE DES ANNEXES

Annex 1: Les spécifications de transistor FET ne34018.....	105
Annex 2: Les spécifications d'amplificateur monolithique ERA5-sm	114
Annex 3: Les spécifications d'amplificateur MAAM26100-P1	116

INTRODUCTION

Au cours des développements récents dans le domaine de transmissions micro-ondes, une grande attention a été portée aux antennes microrubans actives. Pour quelques applications spécifiques, telles que " Antenne intégrée active », un dispositif actif fonctionne comme un oscillateur et l'antenne joue le rôle de résonateur.

Depuis 1970, la communauté internationale d'antenne a consacré plus d'efforts à la recherche théorique et expérimentale de la technologie des antennes à microruban et imprimées, qui offrent les avantages de profil bas, de la compatibilité avec la technologie de circuit intégré et de conformité à une surface formée. La possibilité d'intégration simple des antennes plaquées avec les dispositifs actifs a donné naissance à de nouvelles configurations.

Dans ce projet nous avons conçu un oscillateur radiant d'une puissance de 1 watt. Dans ce projet, par une approche systématique, nous avons montré que les caractéristiques d'une antenne plaquée peuvent être optimisées pour fonctionner comme résonateur dans un circuit d'oscillateur. Ici, une antenne plaquée à deux ports joue le rôle de résonateur dans cet oscillateur à contre réaction. Pour avoir une bonne radiation nous avons besoin d'un substrat épais avec une permittivité relative assez basse. Pour un résonateur, avoir une perte de radiation élevée est équivalent à un facteur de qualité bas. Tandis que le résonateur d'un oscillateur devrait avoir un facteur de qualité élevé. Pour résoudre cette contradiction, nous avons utilisé une méthode active pour amélioration du facteur de qualité de notre résonateur microruban radiant(antenne plaquée) sans détériorer les caractéristiques de radiation de celui-là.

Une antenne plaquée est un résonateur en microruban qui rayonne l'énergie électromagnétique à sa fréquence de résonance. Un des critères les plus importants pour

un résonateur est son facteur de qualité. Dans de nouveaux circuits à micro-onde en utilisant la technologie MIC et MMIC, les résonateurs en microruban sont utilisés comme filtres ou antennes.

Pour augmenter le facteur de qualité, les configurations actives ont été utilisées. En raison des difficultés dans la fabrication des amplificateurs micro-ondes, du point de vue du gain et de la stabilité de la phase, les méthodes de filtrage actif aux fréquences micro-ondes diffèrent de celles utilisées en basses fréquences. Si nous considérons une antenne plaquée comme un résonateur, nous avons les mêmes avantages pour pouvoir améliorer le facteur de qualité de l'antenne plaquée.

Habituellement et dans la plupart des cas, on essaie d'augmenter la largeur de bande des antennes, mais pour notre application spécifique, nous avons décidé de diminuer la largeur de bande de l'antenne (augmenter le facteur de qualité). Dans l'antenne plaquée, le substrat joue un rôle important pour l'intensité du rayonnement et le facteur de qualité de l'antenne. Le choix d'un substrat pour un bon rayonnement réduira le facteur de qualité. Avoir ces deux caractéristiques ensemble, semble être contradictoire. Ainsi, nous avons choisi une méthode active employée pour les résonateurs planaires aux fréquences micro-ondes.

Il y a différentes méthodes pour améliorer les caractéristiques des résonateurs microrubans aux fréquences micro-ondes. Deux de ces méthodes permettent d'augmenter le facteur de qualité. La méthode que nous avons utilisée dans notre projet est l'intégration de "boucle active " tandis que l'autre méthode est le "couplage de la résistance négative".

Au chapitre un, nous expliquerons la méthode choisie pour une amélioration du facteur de qualité. La nouveauté de ce projet c'est que ce type d'amélioration est habituellement utilisé pour les filtres passe bande, tandis que nous l'avons appliqué pour une antenne.

Dans cette méthode, une partie du signal est échantillonnée au deuxième port de l'antenne, puis amplifiée, déphasée et injectée à l'entrée du résonateur. Dans ce chapitre, on discute ce phénomène d'une façon général sans traiter les structures microrubans.

Au chapitre deux, on présentera les antennes plaquées microrubans et les différentes méthodes d'analyse existantes. La relation entre le facteur de qualité d'une antenne plaquée et les paramètres du substrat est établie à partir des équations empiriques. A partir de ces formules, on note la contradiction mentionnée précédemment (facteur du qualité élevé pour un bon radiateur) et la nécessité de l'application d'une méthode active.

Au chapitre trois, on aborde les généralités des coupleurs directifs. Ces dispositifs passifs sont utilisés pour l'échantillonnage et l'injection de l'énergie électromagnétique.

Au chapitre quatre, nous aborderons les étapes de conception de l'antenne plaquée active. En utilisant la méthode des moments (expliquée au chapitre 2) intégrée dans le simulateur de micro-onde fourni par HP, la majorité des simulations sont faites et les résultats de mesure sont ensuite présentés.

Le chapitre cinq portera sur la conception d'un oscillateur de puissance avec une antenne plaquée mis dans la boucle de rétroaction. Les caractéristiques d'un oscillateur et la nécessité d'un résonateur ayant un facteur de qualité élevé dans un circuit oscillant sont illustrées, et les résultats de mesure obtenus sont présentés.

CHAPITRE 1

Amélioration active du facteur de qualité

1.1 Introduction

Plusieurs méthodes existent pour l'augmentation du facteur de qualité d'un résonateur, et ce d'une façon active. Parmi ces méthodes, on a choisi la méthode de la boucle active pour augmenter le facteur de qualité d'une antenne plaquée. Dans cette méthode une partie du signal est échantillonnée à la sortie. Puis, après amplification et déphasage, est injectée à l'entrée du résonateur.

Dans cette chapitre, on parle des généralités de la méthode de boucle active et par la suite on dérive les équations analytiques qui décrivent l'ampleur de l'amélioration de facteur de qualité suivant amplification de la boucle. Cette méthode et les équations dérivées ici sont valables pour tous les résonateurs, ainsi que pour notre antenne plaquée à deux ports.

1.2 Amélioration active du facteur de qualité

Il y a des configurations différentes pour les résonateurs actifs. Selon des applications désirées, les dispositifs actifs intègrent les résonateurs passifs, généralement les filtres. Selon la nature de changement désiré pour les filtres, une configuration et un dispositif convenable sont adoptés. Par exemple, nous pouvons avoir un filtre réglable à l'aide des diodes «varactor» ou un filtre à bande étroite couplé par une résistance négative. Avant d'expliquer ces méthodes nous verrons quelques définitions du facteur de qualité pour un résonateur en général.

1.3 Définitions du facteur de qualité

Pour tous les résonateurs électromagnétiques, le facteur de qualité est une figure de mérite qui indique dans quel mesure un résonateur est capable d'emmagasiner l'énergie électromagnétique.

Le facteur de qualité (Q) en général est défini comme suit:

$$Q = 2\pi \frac{\text{Énergie emmagasinée}}{\text{Perte d'énergie par cycle}} \quad (1.3.1)$$

En utilisant la notion de perte de puissance, nous avons la définition suivante pour le facteur de qualité (Q):

$$Q = \omega_r \frac{\text{Énergie emmagasinée}}{\text{Perte de puissance moyenne}} \quad (1.3.2)$$

1.3.1 Facteur de qualité chargé et isolé

Le facteur de qualité est défini pour un résonateur seul et aussi pour un résonateur couplées aux circuits externes. Dans le premier cas on a le facteur de qualité isolé (Q_i) alors que dans le second on a le facteur de qualité chargé (Q_c). Pour le facteur de qualité isolé (Q_i), la perte qui existe dans le résonateur est la seule perte considérée dans la définition du facteur de qualité. Pour le facteur de qualité chargé (Q_c), la perte considérée est la somme des pertes dans le résonateur et dans les circuits externes.

Le facteur de qualité isolé est défini comme suit:

$$Q_i = \omega_r \frac{\text{Énergie Emmagasinée dans le circuit du résonateur}}{\text{Perte de puissance dans le circuit du résonateur}} \quad (1.3.3)$$

Le facteur de qualité chargé est défini comme suit

$$Q_c = \omega_r \frac{\text{Énergie Emmagasiné dans le circuit du résonateur}}{\text{Perte de puissance totale}} \quad (1.3.4)$$

où perte de puissance totale tient compte des perte dans le résonateur même et des pertes présentes dans les circuits couplés à l'extérieur du résonateur.

1.4 Relation entre de facteur de qualité et la largeur de bande

Pour montrer la relation entre le facteur de qualité et la largeur de bande d'un circuit résonnant, nous avons choisi un circuit RLC parallèle. Ce circuit a été utilisé comme le

circuit équivalent électrique d'une antenne plaquée rectangulaire aux alentours de la fréquence de résonance [1].

Considérons un circuit RLC parallèle (figure 1.1). L'entrée de ce circuit RLC est reliée à une ligne de transmission de 50Ω .

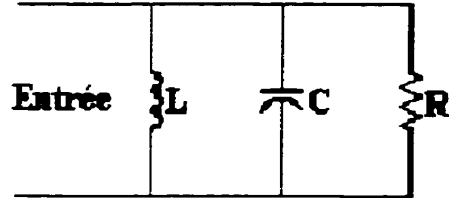


Figure 1.1: Circuit équivalent électrique d'une antenne plaquée rectangulaire

Nous supposons que $R=50\Omega$ et les équations suivantes sont valides pour ce circuit:

$$\omega_r = 2\pi f_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (1.4.1)$$

$$Q = \frac{R}{\omega_r L} = \frac{R}{\sqrt{\frac{L}{C}}} \quad (1.4.2)$$

$$Z_{in} = \frac{R}{1 + j2Q\left(\frac{f}{f_r} - 1\right)} \quad (1.4.3)$$

Nous définissons le TOS(f) (taux d'ondes stationnaires) pour ce circuit comme suit:

$$TOS(f) = \frac{1 + |\Gamma(f)|}{1 - |\Gamma(f)|} \quad (1.4.4)$$

où $\Gamma(f)$ (coefficient de réflexion) est défini par:

$$\Gamma(f) = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (1.4.5)$$

Nous définissons la largeur de bande (LB) du circuit comme étant la différence entre deux fréquences f_{r2} et f_{r1} dont les valeurs de TOS correspondants sont inférieures ou égales à une référence dont la valeur dépendra des spécifications. Par la suite, cette référence est notée comme étant "a". La largeur de bande dans le cas d'un circuit RLC parallèle peut s'écrire selon l'expression suivante[2]:

$$LB = \frac{a - 1}{Q\sqrt{a}} \quad (1.4.6)$$

$$\text{où : } LB = f_{r2} - f_{r1} \text{ et } TOS(f_{r2}) = TOS(f_{r1}) = a$$

Dans les applications utilisant des antennes, on exige généralement une valeur du TOS inférieure ou égale à deux. En remplaçant "a" par deux dans la formule (1.4.6) on obtient l'expression suivante:

$$BW = \frac{1}{Q\sqrt{2}} \quad (1.4.7)$$

Ainsi, on remarque bien que la bande passante est inversement proportionnelle au facteur de qualité du résonateur.

1.5 Principe d'amélioration du facteur de qualité

L'amélioration du facteur de qualité du résonateur est basée sur la compensation des pertes en insérant une boucle active ou bien par l'utilisation de la résistance négative. La conception des filtres actifs en micro-onde est basée sur ce fait. Avec la compensation de l'énergie dissipée dans le résonateur et le circuit externe, nous pouvons augmenter le facteur de qualité tout en diminuant la largeur de bande du résonateur.

Dans les méthodes " boucle active " et " couplage de résistance négative "[3][4], une certaine quantité d'énergie est injectée dans le circuit du résonateur. Dans la méthode de couplage de résistance négative, un dispositif actif qui forme une résistance négative est couplé à un résonateur. Par la suite, la valeur effective de la résistance positive du résonateur (la résistance qui existe dans le circuit équivalent RLC en série) est diminuée ce qui cause une perte d'énergie moins élevée.

En utilisant les équations approximatives (concernant la relation quantitative entre le gain de la boucle ouverte et l'amélioration du facteur de qualité), nous allons expliquer la méthode de boucle active. Cette méthode est la base d'amélioration de facteur de qualité pour une antenne plaquée qu'on va élaborer au chapitre 4.

1.6 Méthode "boucle active"

Une des méthodes efficaces pour changer le facteur de qualité et par conséquent la largeur de bande d'un résonateur passe-bande est la construction d'une boucle active. La meilleure caractéristique de ces configurations est l'indépendance relative entre partie passive et partie active, ce qui permet deux conceptions séparées pour chacune d'elles. En fait, le couplage entre les parties passive et active devrait être assez faible pour permettre une telle simplification de conception. L'impossibilité de la décomposition parfaite de la conception entre les parties passive et active (et également les considérations de stabilité), impose une application relative à bande étroite avec une amélioration modérée du facteur de qualité.

1.6.1 Rétroaction positive

Nous supposons que le résonateur est une boîte noire représentée par une fonction de transfert $S_{21}(j\omega)$. Comme illustré à la figure 1.2, nous avons placé ce résonateur dans une configuration rétroactive. Le coefficient de rétroaction $\beta(j\omega)$ et la fonction de transfert de résonateur dépendent de la fréquence.

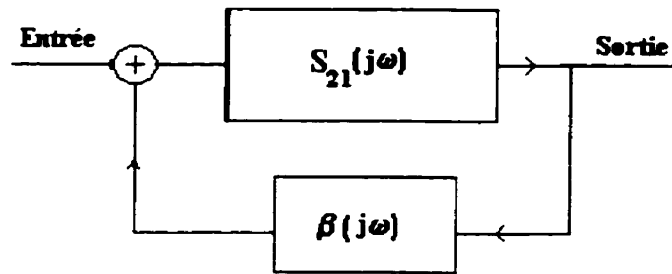


Figure 1.2: Une configuration rétroactive générale

Comme tout autre circuit rétroactif l'équation suivante est utilisée pour la nouvelle fonction de transfert:

$$H(j\omega) = \frac{S_{21}(j\omega)}{1 - \beta(j\omega)S_{21}(j\omega)} \quad (1.6.1)$$

Dans la méthode de boucle active, le gain global de la boucle ouverte à la fréquence de résonance devrait être un nombre positif, ce qui demanderait une rétroaction positive. À cette fréquence, une certaine quantité d'énergie devrait être injectée dans le résonateur via le parcours rétroactif. Ainsi, pour la compensation optimale de l'énergie perdue, le déphasage du gain en boucle ouverte $\angle \beta(j\omega)S_{21}(j\omega)$ à la fréquence de résonance devrait être un multiple de 360° et aussi $|\beta(j\omega)S_{21}(j\omega)|$ le plus proche possible de l'unité.

À $\angle \beta(j\omega)S_{21}(j\omega) = n \times 360^\circ$ et $|\beta(j\omega)S_{21}(j\omega)| = 1$ les oscillations se produisent. Afin d'être loin de cette condition indésirable, une marge de gain à la fréquence de résonance devrait être maintenue. Le $\beta(j\omega)$ est le phaseur de coefficient de rétroaction qui tient compte de tous les couplages et amplifications ainsi que le déphasage total de la partie rétroactive.

1.6.2 Formulation de facteur de qualité amélioré

En utilisant la définition du facteur de qualité chargé pour les résonateurs nous pouvons dériver une formule analytique approximative pour le facteur de qualité amélioré. Pour calculer le facteur de qualité du résonateur actif, il faut savoir le gain de la boucle ouverte du circuit. À la fréquence de la résonance $|\beta(j\omega_0)S_{21}(j\omega_0)|$ va remplacer $\beta(j\omega_0)S_{21}(j\omega_0)$ dans l'équation (1.1), à condition que le déphasage du gain de la boucle ouverte soit déjà fixé à $n \times 360^\circ$.

La puissance fournie au résonateur sera reflétée en partie en raison de la mauvaise adaptation à l'entrée. En raison des pertes dans le circuit de résonateur et également à cause du couplage de l'énergie à la sortie du résonateur, nous pouvons écrire l'équation suivante pour la puissance d'entrée:

$$P_{in} = L + P_{in}S_{11}^2 + P_{in}S_{21}^2 \quad (1.6.3)$$

P_{in} est la puissance d'entrée, alors que L représente des pertes présentes dans le circuit de résonateur. Nous avons supposé que le résonateur est bien adapté à l'entrée. Ainsi, que pour le résonateur soit presque adapté à l'entrée nous prenons:

$$L_t = L + P_{in}S_{21}^2 \gg P_{in}S_{11}^2 \quad (1.6.4)$$

L_t représente la perte totale incluant des pertes dans le circuit de résonateur et des pertes dans le circuit couplé à la sortie du résonateur, en supposant que le résonateur est adapté à la sortie, nous avons:

$$L_t \approx P_{in} \quad (1.6.5)$$

En considérant que le module de gain de la boucle ouverte est M dB ($20\log|\beta(j\omega)S_{21}(j\omega)| = MdB$), la valeur absolue du gain de puissance de la boucle ouverte devient:

$$m = 10^{M/10} \quad (1.6.6)$$

Si la puissance à l'entrée est P_{in} , la puissance injectée par le chemin rétroactif sera $m \times P_{in}$. Donc la perte totale dans l'équation (2.2.2) diminuera par $m \times P_{in}$, i.e.:

$$L_{t2} = L_{t1} - m \times P_{in} \quad (1.6.7)$$

En utilisant l'équation (2.2.5), nous avons:

$$L_{r2} = L_{r1} (1 - m) \quad (1.6.8)$$

En utilisant l'équation (2.2.2) pour le Q chargé la formule approximative suivante pour le nouvel facteur de qualité est déduite:

$$Q_2 = \frac{Q_1}{1 - m} \quad (1.6.9)$$

De la même façon le nouveau module de S_{21} à la fréquence de résonance peut être calculé à partir de l'équation suivante:

$$nouve\ell_{-} S_{21} = \frac{|S_{21}|}{1 - n} \quad (1.6.10)$$

où: $n = 10^{M/20}$.

Ces formules approximatives seront valables si le résonateur est adapté à l'entrée et à la sortie.

1.7 Conclusion

On a abordé des généralités d'amélioration active du facteur de qualité pour les résonateur microruban. Parmi les méthodes qui existent, la méthode de la boucle active est expliquée et la relation entre le facteur de qualité amélioré et l'amplification de la boucle active est établie d'une façon analytique.

Les formules dérivées dans ce chapitre nous permettent à faire la conception à niveau de système pour notre antenne active (une résonateur actif en général) . c'est à dire déterminer l'amplification de la boucle et les couplages en fonction de l'amélioration désirée.

CHAPITRE 2

Antenne plaquée microruban

2.1 Introduction

La technologie micro-onde bénéficie très largement des structures micro rubans. Les lignes microrubans sont généralement la base de conception de circuit imprimés en électronique, peu importe la bande de fréquence. Aux hyperfréquences, les structures microrubans sont utilisées non pas seulement pour faire passer l'énergie électromagnétique, mais aussi pour réaliser les dispositifs passifs comme les filtres, les coupleurs, les résonateurs, etc.

L'idée d'antenne microruban est comparativement récente en micro-onde. La structure d'une antenne microruban est très simple et plate, ce qui est considéré comme un des ses avantages uniques. La surface supérieure du substrat diélectrique maintient le ruban imprimé (le plaqué métallique), tandis que la surface inférieure est totalement couverte avec le plan de masse métallique.

Dans ce chapitre, on aborde la littérature et la bibliographie relatives à l'antenne microruban. On essaie à montrer la relation entre le facteur de qualité et les dimensions physiques de l'antenne plaquée. La nécessité d'une amélioration active de facteur de qualité sera abordée dans ce chapitre.

2.2 Les lignes de transmission Micro ruban

Les lignes micro rubans sont une extension à la technique aux micro-ondes des circuits imprimés déjà utilisés en basse fréquence. Elles présentent tous les avantages de ces circuits: faible encombrement, légèreté, facilité de fabrication, possibilité d'obtention des éléments par photo lithographie etc. En contrepartie, elles ne peuvent pas transmettre de puissance importante et rayonnent peu. Elles ont aussi une atténuation (due à la radiation principalement) plus importante que les ligne coaxiales et les guides. Dans le cas des antennes microrubans, ces caractéristique parasites pour les lignes microrubans jouent un rôle principale.

La ligne microruban est dérivée d'une ligne bifilaire symétrique (figure 2.1) dans laquelle un plan conducteur XX' a été placé dans le plan de symétrie (figure 2.1.b) on retrouve ainsi la ligne bifilaire formée du conducteur A et de son image A' dans le plan réflecteur. Par écrasement du conducteur A , on obtient le ruban R de la ligne microruban, qui est maintenu en place par une plaquette de diélectrique D . Les lignes de force du champ électrique sont tracées en pointillés à la figure 2.1.c.

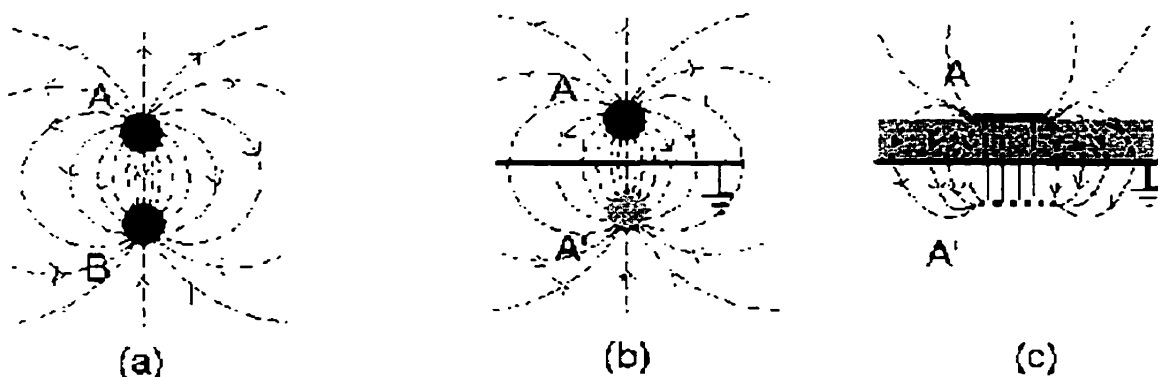


Figure 2.1: a) Une ligne de transmission bifilaire b) un fil en parallèle avec plan de masse infini c) une ligne de transmission microruban

Les lignes micro rubans méritent une attention particulière, car elles sont à la base de la réalisation des circuits intégrés micro ondes. À la figure 2.2 la structure d'une ligne microruban avec ses paramètres significatifs est illustrée. G signifie plan de masse qui est une plaque métallique de grandeur supposée infinie. h signifie l'épaisseur de la plaquette diélectrique avec une permittivité relative ϵ_r . w est la largeur de la ligne microruban, tandis que t signifie l'épaisseur de ruban.

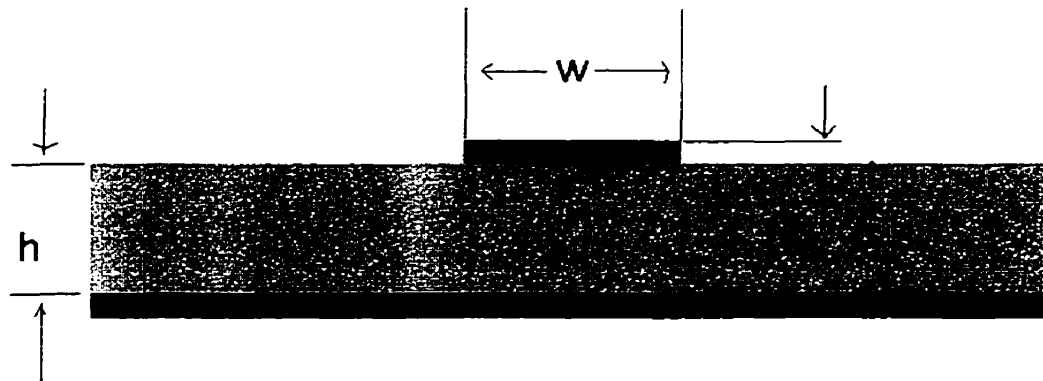


Figure 2.2: Coupe transversal d'une ligne de transmission microruban

2.3 Antenne plaquée

L'antenne plaquée est une structure radiante à base de microruban. Pour avoir une antenne plaquée, il nous faut une plaquette diélectrique avec un plan de masse à un côté et une plaque métallique(patch) d'une géométrie quelconque à l'autre côté (figure 2.3).

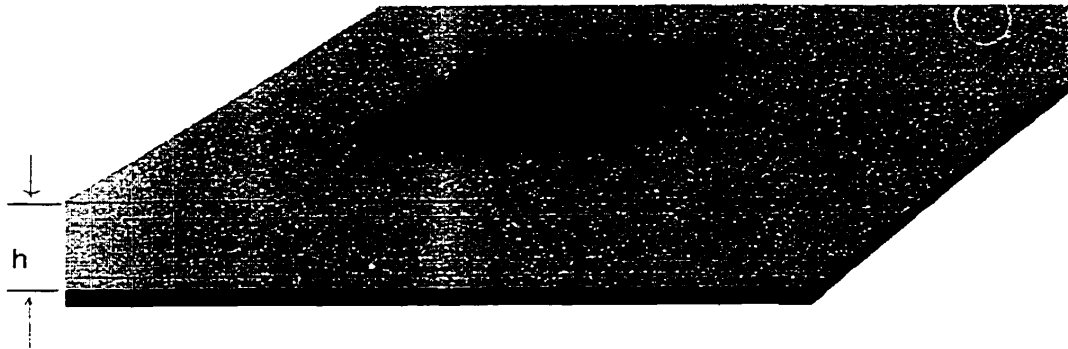


Figure 2.3 : Un résonateur plaqué rectangulaire

2.3.1 Mécanisme d'opération d'antenne plaquée rectangulaire

Comme illustré à la fig.2.4, l'antenne est alimentée par une tension appliquée entre le plaque métallique et le plan de masse. Cela va créer une distribution du courant électrique et un champ électrique vertical se forme dans le substrat. Afin de pouvoir négliger les composants parallèles du champ électrique, l'épaisseur du substrat doit être beaucoup plus petit que la longueur d'onde dans le substrat ($h < 0.05\lambda_g$). La plaque métallique résonne quand sa longueur est aux alentours de $\lambda_g/2$.

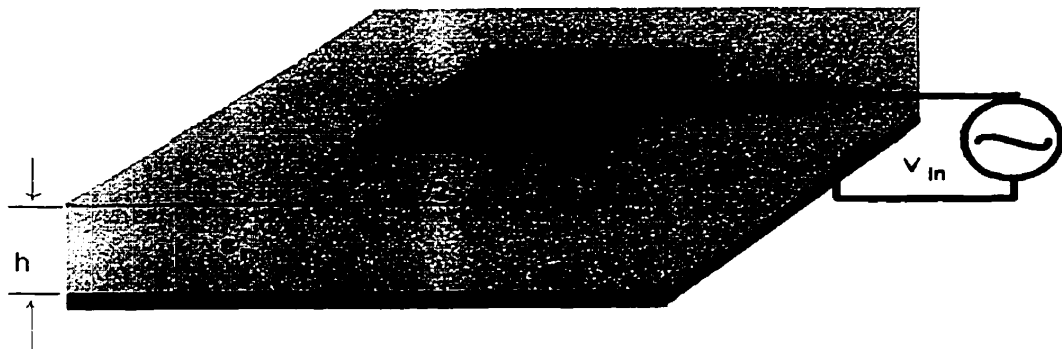


Figure2.4 Une antenne plaquée rectangulaire alimentée par une source de tension

Pour expliquer le phénomène de radiation, l'antenne plaquée peut être considérée comme une cavité résonante avec deux radiateurs en forme de fente qui sont situées à $x=0$ et $x=l$ (l est la longueur de plaque microruban). Un courant équivalent magnétique $\vec{M} = \vec{E} \times \vec{n}$ est superposé à chacune des fentes qui radie l'énergie électromagnétique en présence de plan de masse. Alternativement une densité surfacique de courant électrique $\vec{J}_s = \vec{n} \times \vec{H}$ répartie sur la plaque, peut créer la même radiation. Dans ces deux cas, le courant équivalent magnétique et le courant équivalent électrique produisent une radiation identique avec une patronne de radiation «Broad side» (figure 2.5).

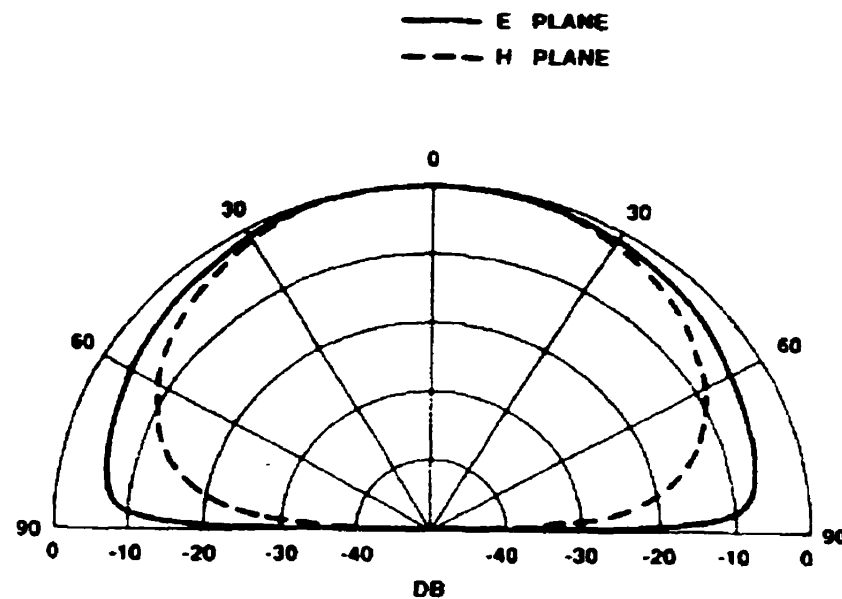


Figure 2.5 : Patron de radiation d'une antenne plaquée rectangulaire

2.4 Méthode d'analyse de l'antenne plaquée

Pour analyser le fonctionnement de l'antenne microruban, selon la fréquence d'opération et aussi avec la précision demandée, des méthodes différentes sont utilisées. Parmi ces

méthodes, nous allons expliquer quatre méthodes existantes qui se regroupent en méthodes approximatives et «Full-Wave».

2.4.1 Modèle des lignes de transmission[5][6]

Dans cette modélisation, une antenne plaquée rectangulaire est considérée comme une section résonante faisant partie d'une ligne de transmission. Sur la figure 2.6.a et 2.6.b et 2.6.c, trois circuits équivalents sont présentés pour trois configurations différentes.

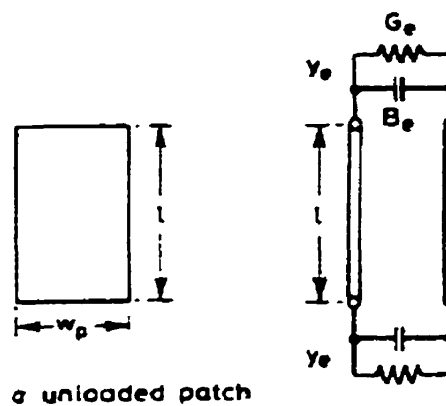


Figure 2.6.a: Modèle équivalent d'une plaque métallique rectangulaire non chargé

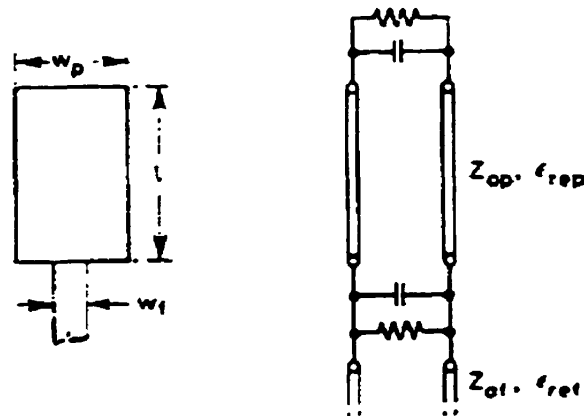


Figure 2.6.b: Une plaque métallique rectangulaire avec une ligne d'alimentation le long du bord radiant.

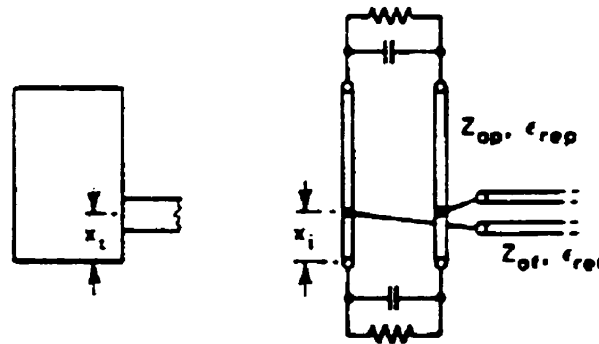


Figure 2.6.c: Une plaque métallique rectangulaire avec une ligne d'alimentation le long du bord non radiant

Z_{0p} représente l'impédance caractéristique de la ligne équivalent pour plaque microruban, avec une largeur W_p , où ϵ_{rep} est la constante diélectrique efficace de substrat. B_e et G_e sont les parties capacitives et conductrices de l'admittance Y_e . B_e tient compte des champs étendus au-delà de l'extrémité de la plaque et G_e tient compte de la radiation dans l'espace et aussi de la puissance dissipée sous forme des ondes de surface. Dans les cas *b* et *c* (figure 2.6.b et figure 2.6.c) Z_{0f} et ϵ_{ref} sont respectivement l'impédance caractéristique et la constante diélectrique efficace de la ligne d'alimentation avec une largeur W_f . Dans tous ces cas, la réactance parasite due à la discontinuité créée par la jonction de la ligne d'alimentation et la plaque métallique a été négligée. Y_e peut être calculée à partir de la formule approximative suivante[6]:

$$G_e + jB_e \approx \frac{\pi a}{\lambda_0 \eta_0} \left[1 + j(1 - 0.636 \ln k_0 h) \right] \quad (2.4.1)$$

λ_0 : Longueur d'onde en espace libre

a : Longueur du bord radiant d'antenne

$\eta_0 = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0}$

$k_0 = 2\pi / \lambda_0$

h : épaisseur du substrat

Nous considérons que les champs dans le substrat sont uniformes suivant les coordonnées transversaux, ce qui nous permet de calculer l'admittance caractéristique de l'antenne plaquée:

$$Y_o = \frac{a\sqrt{\epsilon_r}}{h\eta_o} \quad (2.4.2)$$

Le modèle de la ligne de transmission peut être développé pour les structures plaquées (patch) à deux ports. Ces modèles équivalents sont utiles pour une analyse approximative des réseaux d'antenne micro-ruban avec alimentation série. La figure 2.7 montre le modèle de la ligne de transmission d'une plaque métallique à deux ports.

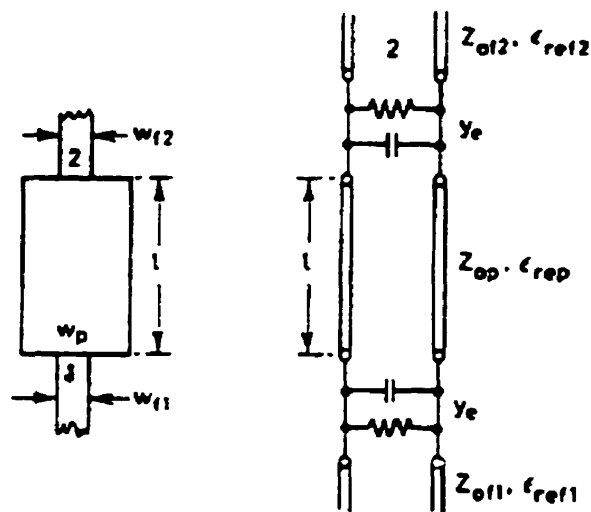


Figure 2.7 : Circuit équivalent d'un résonateur plaquée à deux ports

Les limites de modélisation de ligne de transmission

Il y a plusieurs contraintes présupposées qui limitent la précision des résultats obtenus à partir de cette méthode pour l'analyse des antennes micro-rubans. Les hypothèses principales pour cette modélisation sont:

1- Les champs sont supposés uniformes le long de la largeur W_p de la plaque rectangulaire.

2- Les courants transversaux le long de la longueur de la plaque rectangulaire sont supposés nuls.

L'analyse détaillée des plaques rectangulaires montre que [5] même aux alentours de la fréquence de résonance, la distribution des champs magnétiques et électriques le long du bord radiant, n'est pas toujours uniforme. Aussi les courants transversaux sont les conséquences indispensables des méthodes d'alimentation et sont toujours présents. En plus, une antenne plaquée rectangulaire avec polarisation circulaire (avec excitation de deux modes orthogonaux dans le substrat) ne peut pas être représentée par une modèle de ligne de transmission.

2.4.2- Modèle de Cavité[7][8][9]

Un modèle de cavité bi-dimensionnel pour antenne micro ruban donne plus de précision et explication que le modèle de ligne de transmission. Dans ce modèle, la plaque micro ruban est considérée comme un résonateur bi-dimensionnel contourné avec un mur magnétique parfait tout au long de sa périphérie. Les champs au dessous de la plaque se développent en termes de modes résonants du résonateur bi-dimensionnel. Le champ électrique \bar{E}_{mn} et le champ magnétique \bar{H}_{mn} pour chaque mode, sont calculés à partir de leur fonction modale correspondante φ_{mn} :

$$\bar{E}_{mn} = \varphi_{mn} \hat{z} \quad (2.4.3)$$

$$\bar{H}_{mn} = \hat{z} \times \nabla_t \frac{\varphi_{mn}}{j\omega\mu} \quad (2.4.4)$$

où \hat{z} est le vecteur unitaire normal au plan de plaque et il y a une dépendance temporelle de la forme $e^{j\omega t}$ pour chaque mode. Pour calculer k_{mn} il faut résoudre l'équation suivante:

$$(\nabla_t^2 + k_{mn}^2)\varphi_{mn} = 0 \quad (2.4.5)$$

avec $\frac{\partial \varphi_{mn}}{\partial p} = 0$ sur le mur magnétique (périphérie de la plaque métallique)

Le « ∇_t » représente la partie transversal de l'opérateur ∇ et le « p » est la direction perpendiculaire au mur magnétique.

En élargissant les dimensions de la cavité, l'effet de bord à l'extrémité de la plaque est pris en compte. Quant à la radiation, la perte diélectrique efficace du substrat est considérée plus grande que sa valeur réelle. Supposons que la puissance radiée soit P_r , donc tangente de perte efficace se calcule par:

$$\delta_e = \frac{P_r + P_d}{P_d} \delta_d \quad (2.4.6)$$

où P_d est la puissance dissipée dans le substrat diélectrique et δ_d est la tangente de perte de diélectrique seul. Pour tenir compte de pertes thermiques dans le conducteur P_c , δ_e peut encore être modifié :

$$\delta_e = \frac{P_r + P_d + P_c}{P_d} \delta_d \quad (2.4.7)$$

L'impédance d'entrée de l'antenne est calculée pour trouver la puissance dissipée dans la plaque métallique en introduisant une tension d'une grandeur de V à l'entrée:

$$Z_{in} = \frac{|V|^2}{P + 2j\omega(W_E - W_M)} \quad (2.4.8)$$

où:

$$P = P_d + P_c + P_s + P_r$$

P_s : Représente la puissance dissipée en forme des ondes de surface.

W_E : Représente l'énergie électrique moyenne emmagasinée.

W_M : Représente l'énergie magnétique moyenne emmagasinée.

Les fonctions modaux pour une plaque rectangulaire

Dans la méthode de cavité, un mur magnétique parfait est placé sur les bords de plaque pour former une cavité idéale. Afin de tenir compte de l'effet de bord dans cette modélisation, la longueur efficace de la plaque s'écrit comme $L_e = L + 2\Delta L$ où ΔL correspond à l'extension de champs aux bords de plaque. Plus tard une formule empirique sera présentée pour ΔL (équation 2.5.2.).

La fréquence de résonance du mode dominant dans la cavité résonante sera:

$$f_r = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r \mu_r} L_e} \quad (2.4.9)$$

Où « c » est la vitesse de la lumière dans le vide ($c=2,99792458 \times 10^8$ m/sec). ϵ_r et μ_r sont la permittivité relative et la perméabilité relative du substrat respectivement.

La largeur efficace de la plaque métallique W_e est calculée de $W_e = W + 2\Delta W$ où ΔW est approximativement [10]:

$$\Delta W \approx \left(\frac{\ln 4}{\pi} \right) h \quad (2.4.10)$$

le « h » est l'épaisseur du substrat.

Le « ΔW » est beaucoup moins important que ΔL dans une antenne plaquée rectangulaire ordinaire, parce que ΔL va influencer la fréquence de résonance d'antenne, tandis que ΔW ne joue pas un tel rôle décisif.

Pour une plaque rectangulaire les fonctions caractéristiques(modales) sont:

$$\varphi_{mn}(x, y) = \cos\left(\frac{m\pi x}{L_e}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{W_e}\right) \quad (2.4.11)$$

Avec les constantes caractéristiques k_{mn} égal à:

$$k_{mn}^2 = \left(\frac{m\pi}{L_e}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{W_e}\right)^2 \quad (2.4.12)$$

Le mode dominant est à $m=1$ et $n=0$, donc $k_0=k_{10}=\frac{\pi}{L_e}$ est le nombre d'onde pour ce mode.

2.4.3 Modélisation des réseaux multi-ports[11]

Dans cette modélisation (Multiport Network Modeling) pour les plaques microrubans radiants, les champs au dessous de la plaque et les champs extérieurs (radiés, l'onde de surface et le champ à l'extrémité de plaque) se modélisent séparément avec les sous réseaux multiports.

Les champs de deux cotés d'une interface, situé entre deux sous réseaux multiports seront adaptés les uns avec les autres à chaque port des sous réseaux. Cette adaptation des sous réseaux repose sur les équations de *Kirschhoff* aux ports interconnectés des sous réseaux. L'équilibre des tensions aux ports des sous réseaux est équivalent à l'équilibrage des composantes tangentielles du champ électrique. De la même façon, la continuité des courants à chaque port assure la continuité des composantes tangentielles de champ magnétique à l'interface.

Les sous réseaux multiports sont caractérisés en termes de matrice Z ou matrice Y combinés ensembles. Ces matrices sont déterminées à partir de la méthode de segmentation [12] qui à leur tour vont être utilisées pour trouver les caractéristiques d'antenne comme la fréquence de résonance, la largeur de bande, le patron de rayonnement et les paramètres de dispersion.

2.4.4 Les méthodes d'analyse «full wave»

Les modèles d'antenne plaquée qui tiennent compte du substrat d'une façon rigoureuse, s'appellent les solutions «full wave». La dimension latérale d'antenne est supposée infinie et les conditions aux frontières sont appliquées à l'interface air-diélectrique. Ceci est accompli en utilisant la forme exacte de la fonction Green pour le substrat diélectrique. Cela nous permet un calcul exacte de la radiation en espace, les ondes de surface, la perte diélectrique et couplage aux éléments externes qui doit être inclut dans le modèle. L'utilisation de la fonction Green dans une solution de *méthode des moments* [13][5], donne un modèle qui est exacte et extrêmement versatile, tandis que le temps utilisé par CPU est comparativement long.

Les avantages des méthodes «full wave» sont:

- 1- fidélité: ces techniques fournissent généralement des résultats assez exacts pour l'impédance d'entrée, le couplage mutuelle et radar cross section.
- 2- compétences: les solutions «full wave» incluent les effets des ondes de surface, les radiation des onde en espace et aussi le couplage externe.
- 3- versatilité : les solutions «full wave» s'utilisent pour mettre en pratique les éléments et les réseaux des antennes micro rubans avec différentes techniques d'alimentation, les formations multicouches et pour les substrats anisotropes.

Parmi les méthodes analyses full-wave qui existent, la méthode basée sur l'équation intégrale est le plus souvent utilisée. Quand cette méthode s'applique aux antennes micro rubans plaquées, elle comprends trois étapes:

- a- Formulation d'une *équation intégrale* en termes de courant électrique sur la plaque.
- b- Évaluation de la distribution de courant électrique avec l'approche de la *méthode des moments*.
- c- Évaluation des caractéristiques de radiation à partir de la distribution du courant électrique.

Dans la méthode des moments, l'équation intégrale est réduite à un ensemble d'équations algébriques linéaires de la forme suivante:

$$[Z][I] = [V] \quad (2.4.13)$$

où:

$[I]$ est le vecteur des fonctions d'expansion indéterminées

$[V]$ est le vecteur d'excitation,

$[Z]$ est la matrice de la méthode des moments.

Ici nous constatons une ressemblance entre cette équation et celle de la loi de Kirschhoff. En fait, pour utiliser la méthode des moments, il faut décomposer la structure en question en plusieurs parties ou cellules. À partir des équation intégral qui va être résolue pour cette structure, matrice $[Z]$ qui ressemble à une matrice d'impédance sera calculée. On va exciter la structure en question avec le vecteur de tension $[V]$ et par la suite le vecteur de courant $[I]$ sera calculé. Une fois le courant calculé pour chaque élément, les champs électrique et magnétique seront déterminés[14].

2.5 Fréquence de résonance de l'antenne plaquée rectangulaire

Pour trouver la fréquence de résonance de l'antenne plaquée, la formule suivante s'applique:

$$f_0 = \frac{C}{2L_e \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.5.1)$$

où L_e est la longueur effective de l'antenne plaquée:

$$L_e = L + 2\Delta L$$

ΔL qui représente l'effet de l'extrémité aux bords de la plaque, est calculé à partir de la formule empirique suivante[15]:

$$\Delta L = \frac{0.412(h)(\epsilon_{eff}(w) + 0.3)(w/h + 0.264)}{(\epsilon_{eff}(w) - 0.258)(w/h + 0.8)} \quad (2.5.2)$$

où

$$\epsilon_{eff}(\xi) = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{(\epsilon_r - 1)(1 + 10h/\xi)^{-1/2}}{2} \quad (2.5.3)$$

ξ peut être W ou L .

Il y a une autre formule pour calculer f_0 sans mentionner ΔL [16], : f_0^0 le résultat de calcul de la fréquence de résonance d'ordre zéro est défini comme suit:

$$f_0^0 = \frac{C}{2L\sqrt{\epsilon_r}}$$

$$f_0 = \frac{f_0^0 \epsilon_r}{\sqrt{\epsilon_{eff}(W)\epsilon_{eff}(L)(1+\delta)}} \quad (2.5.4)$$

où

$$\delta = \left[\frac{h}{L} 0.882 + \left[\frac{0.164(\epsilon_r - 1)}{\epsilon_r^2} \right] + \left[\frac{(\epsilon_r + 1)(0.758 + \ln\left(\frac{L}{h} + 1.88\right))}{\pi \epsilon_r} \right] \right]$$

2.5.1 Décalage dans la fréquence de résonance[6]

Pour calculer la fréquence de résonance et les autres caractéristiques d'une antenne microruban, il faut savoir la constante de propagation d'onde dans le substrat diélectrique. Le changement de la fréquence de résonance d'un résonateur plaqué sur un substrat relativement mince, selon de petits changements de constante diélectrique est:

$$\frac{\delta f_0}{f} = \frac{-1}{2} \frac{\delta \epsilon_r}{\epsilon_r} \quad (2.5.5)$$

où f_0 : est la fréquence de résonance.

ϵ_r : est la constante diélectrique relative.

δf : est le petit changement de la fréquence de résonance.

$\delta \epsilon_r$: est le changement de la constante diélectrique relative.

Le changement relatif de la fréquence suivant des petits changements de la dimension linéaire de la plaque métallique et la variation de la température est :

$$\frac{\delta f_0}{f} \approx -\frac{\delta l}{l} \approx -\alpha_l \delta T \quad (2.5.6)$$

où α_l : est le coefficient d'expansion thermique

T: Température en degré.

En tenant compte des formules précédentes et des tolérances ($\delta\epsilon_r$) offertes par les fabricants, le décalage de la fréquence de résonance d'une antenne microruban peut être calculé.

2.6 Modèle RLC d'une antenne plaquée[1]

L'impédance d'entrée de plaque est calculé comme le rapport d'une tension appliquée et le courant produit comme suit:

$$Z_{in} = \frac{V^{ave}}{I_0} \quad (2.5.7)$$

On détermine la tension moyenne en intégrant $E_z(x_0, y_0)$ le long de l'épaisseur du substrat, donc on a:

$$Z_{in} = \frac{V^{ave}}{I_0} = \frac{-hE_z^{ave}(x_0, y_0)}{I_0} \quad (2.5.8)$$

Tout calcul fait on obtient les résultats suivants:

$$Z_{in} = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} Z_{in}(m, n) \quad (2.5.9)$$

où $Z_{in}(m, n)$ est l'impédance d'entrée pour le mode (m, n) , on a:

$$\begin{aligned} Y_{in}^{(m, n)} &= j \frac{1}{\omega a_{mn}} (K_e^2 - K_{mn}^2) = j \frac{1}{\omega a_{mn}} [K_1^2 (1 - jL_e) - K_{mn}^2] \\ &= \left(\frac{K_1^2 L_e}{\omega a_{mn}} \right) + \left(\frac{K_{mn}^2}{\omega a_{mn}} \right) \left[\left(\frac{\omega}{\omega_{mn}} \right)^2 - 1 \right] \end{aligned} \quad (2.5.10)$$

où a_{mn} est une constante.

K_e est nombre d'onde efficace:

$K_e^2 = K_1^2 (1 - j\delta_e)$ où $K_1^2 = K_0^2 \epsilon_r \mu_r$ et δ_e est la tangente de perte efficace de substrat (équation 2.4.7).

Cette formule ressemble beaucoup à la formule de l'impédance d'entrée d'un circuit RLC parallèle:

$$Y_{in} = \frac{1}{R} + j\left(\frac{1}{\omega L}\right)\left[\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 - 1\right] \quad (2.5.11)$$

où $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 2\pi f_0$.

En comparant l'équation (2.5.10) avec (2.5.11), on constate qu'elles ont la même forme, sauf que $G = \text{Re}[Y]$ est indépendant de la fréquence, bien que son terme correspondant en (2.5.10) est dépendant de la fréquence. Aux alentours de la fréquence de résonance du circuit RLC, G peut être supposé constant. Alors une équivalence approximative entre les deux équations existe. Selon cette équivalence, le circuit équivalent montré à la figure 2.8 est suggéré pour une plaque rectangulaire.

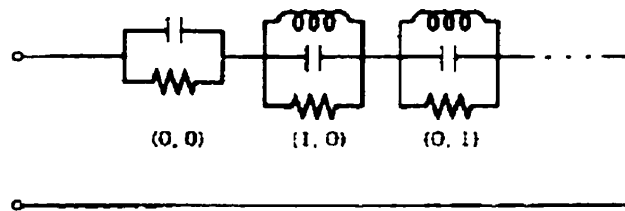


Figure 2.8 : Circuit équivalent d'une antenne plaquée

Ce circuit équivalent est un modèle assez précis pour une antenne plaquée rectangulaire. Les résistances R dans chaque section RLC, (sauf celle du mode dominant), peuvent être négligées. Pour les modes d'ordre supérieure, la radiation est très faible et dans chaque circuit RLC, R sera court circuité par la bobine L (condensateur C pour le mode (0,0)). Autour de la fréquence de résonance du mode dominant, des circuits RLC correspondants, les modes supérieurs peuvent être remplacés par une seule bobine. Un modèle simplifié de cette antenne plaquée est montré à la figure 2.9.

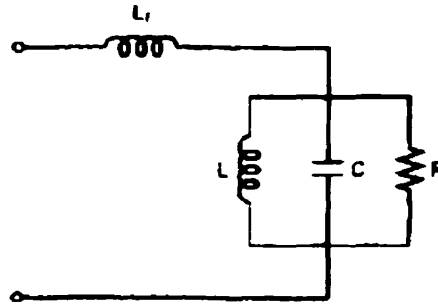


Figure 2.9 : Modèle simplifié d'antenne plaquée autour de la fréquence de résonance

Inductance L_f s'appelle inductance d'alimentation, et il s'agit de l'énergie emmagasinée dans le champs magnétique concernant des modes supérieurs.

2.6.1 Facteur de qualité de circuit RLC

Le facteur du qualité « Q » de ce circuit RLC est:

$$Q = \frac{R}{\omega_0 L} \quad (2.6.1)$$

où

$$\omega_0 = \omega_{10} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Après une analyse simple, pour les fréquences près de la fréquence de résonance du circuit RLC, Z_m s'écrit :

$$Z_m = jX_f + \frac{R}{1 + 2jQ(j_r - 1)} \quad (2.6.2)$$

$$\text{où } X_f = \omega L_f \text{ et } f_r = \frac{f}{f_0}$$

En supposant que le plaque est adaptée à l'impédance caractéristique de la ligne d'entrée, on aura $Z_0=R$, en négligeant X_f la largeur de bande est:

$$BW = \frac{f_2 - f_1}{f_0} = f_{r2} - f_{r1} \quad (2.6.3)$$

f_{r2} et f_{r1} sont des fréquences où $T.O.S$ a une certaine valeur spécifiée.

En faisant un calcul analytique, et considérant que $\Gamma = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0}$, $Z_0 = R$ et

$TOS = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}$, la formule suivante est obtenue:

$$BW(\text{largueur de bande}) = \frac{TOS - 1}{Q\sqrt{TOS}} \quad (2.6.4)$$

Pour un $TOS=2$ on aura:

$$BW = \frac{1}{\sqrt{2}Q} \quad (2.6.5)$$

Pour les fréquences où $\frac{|Z_m|}{K} = \sqrt{2}$ (points 3db) on a:

$$\frac{TOS - 1}{\sqrt{TOS}} = 1 \Rightarrow TOS = \frac{3 + \sqrt{5}}{2}$$

et par la suite:

$$BW = \frac{1}{Q}.$$

2.7 Facteur de qualité de l'antenne plaquée[8]

La tangente de perte efficace de substrat δ_e (défini par équation 2.4.7) est reliée au facteur de qualité de l'antenne plaquée par l'équation suivante:

$$Q_i = \frac{1}{\delta_e} \quad (2.7.1)$$

Le facteur de qualité total est exprimé en terme de facteurs de qualité associés à la radiation (spatial et surfacique), la perte diélectrique et la perte ohmique par l'équation suivante:

$$\frac{1}{Q_{total}} = \frac{1}{Q_{space}} + \frac{1}{Q_{surface}} + \frac{1}{Q_{dielectrique}} + \frac{1}{Q_{conducteur}} \quad (2.7.2)$$

Les formules existantes pour $Q_{conducteur}$ et $Q_{dielectrique}$ sont assez connues. En supposant l'approximation de mur magnétique:

$$Q_{dielectrique} = \frac{1}{\delta_d} \quad (2.7.3)$$

$$Q_{conducteur} = \frac{1}{2} \eta_0 \mu_r \left(\frac{K_0 h}{R_s} \right) \quad (2.7.4)$$

où δ_d est la tangente de perte de diélectrique, μ_r est la perméabilité relative du substrat et R_s est la résistance surfacique de plaque microruban et plan de masse.(Si les métaux de plaque et plan de masse ne sont pas identique, R_s sera la moyenne des deux). La résistance surfacique est calculée à partir de l'équation suivante:

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega_0 \mu_0}{2\sigma_e}} \quad (2.7.5)$$

où $\omega_0 = 2\pi f_0$ et σ_e est la conductivité effective du métal. A cause de la rugosité de la surface de la plaque, la conductivité effective de plaque étant de 3×10^7 mhos/metre, alors que celle du cuivre en bloc pur est de (5.8×10^7) mhos/metre).

Les formules de Q_d et Q_c montrent que Q_d est indépendant de l'épaisseur du substrat, tandis que Q_c est proportionnel à l'épaisseur électrique $k_0 h$ de substrat. Alors pour un substrat mince les pertes dans le conducteur dominant les pertes dans le diélectrique.

2.7.1 Facteur du qualité correspondant des ondes d'espace

Pour calculer le facteur de qualité correspondant à la perte de radiation (l'énergie irradiée), la puissance irradiée par l'antenne plaquée et aussi l'énergie emmagasinée dans la cavité de la plaque métallique doivent être calculées. Le facteur de qualité Q_{oe} (onde d'espace) est déterminé à partir de la formule:

$$Q_{oe} = \omega_0 \frac{U_s}{P_{oe}} \quad (2.7.6)$$

Où U_s est l'énergie emmagasinée dans la cavité et P_{oe} est la puissance irradiée dans l'espace par le courant de plaque métallique. Ces termes vont être calculés en supposant un courant de mode principal sur la plaque métallique, qui correspond au mode (1,0) de la cavité.

Pour alléger le texte, le développement de ces expressions ne sera pas présenté ici. On se contentera de donner le résultat final pour Q_{oe} :

$$Q_{oe} \propto \frac{3}{16} \epsilon_r \left(\frac{L_e}{w_e} \right) \left(\frac{1}{h / \lambda_0} \right) \quad (2.7.7)$$

On constate que le facteur de qualité change directement avec ϵ_r et inversement avec h / λ_0 (épaisseur du substrat) et w_e / L_e (largeur effective de la plaque métallique).

Pour avoir une bonne radiation, ce qui veut dire une grande perte de radiation ou une Q_{oe} assez bas, on doit diminuer ϵ_r et augmenter h . Cette formule peut être utilisée pour les programmes CAO pour les antennes plaquées rectangulaires.

2.7.2 Facteur du qualité correspondant des ondes surfaciques

Pour trouver le facteur de qualité concernant les pertes de radiation des ondes de surface, nous définissons une efficacité e_r^0 en supposant que les pertes de diélectrique et les pertes dans le conducteur sont nulles:

$$e_r^0 = \frac{Q_r}{Q_{os}} = \frac{P_{os}}{P_r} \quad (2.7.8)$$

où

Q_{os} : facteur de qualité d'onde surfacique

$$\frac{1}{Q_r} = \frac{1}{Q_{os}} + \frac{1}{Q_{oe}} \quad (2.7.9)$$

Q_{oe} : facteur de qualité d'onde spatiale.

P_{os} : puissance irradiée en forme des ondes de surfaces.

P_r : puissance totale irradiée, $P_r \approx P_{os} + P_{oe}$.

Avec un peu de manipulation:

$$Q_{os} = Q_{oe} \left(\frac{e_r''}{1 - e_r''} \right) \quad (2.7.10)$$

Dans la section précédente, Q_{oe} a été déterminé, donc en calculant $\frac{e_r''}{1 - e_r''}$, Q_{os} sera aussi déterminé.

Pour éviter les manipulations mathématiques compliquées, on n'aborde pas le calcul de e_r'' et pour obtenir plus d'informations au sujet du processus de calcul, il est nécessaire de consulter la référence[18] est recommandé.

En augmentant le h , et en diminuant ϵ_r la puissance irradiée en forme des ondes surfacique va augmenter, ce qui va diminuer l'efficacité de radiation. La puissance irradiée dans l'espace (P_{oe}) augmente avec $(h)^2$ tandis que la puissance irradiée en forme

des ondes surfaciques (P_{os}) augmente avec $(h)^3$, donc en augmentant h pour une meilleure radiation, il faut tenir compte de cette réalité pour conserver l'efficacité.

2.8 Efficacité de radiation

L'efficacité de radiation de l'antenne plaquée « e_r » est définie comme la puissance irradiée en espace, divisée par la puissance l'entrée totale. La puissance totale comprend la puissance irradiée en espace, les ondes de surface, la puissance dissipée dans le diélectrique, la puissance dissipée dans la plaque métallique et le plan de masse.

En terme des facteurs de qualité, on a:

$$e_r = \frac{Q_{total}}{Q_{os}} \quad (2.8.1)$$

$$\text{où } \frac{1}{Q_{total}} = \frac{1}{Q_{oe}} + \frac{1}{Q_{os}} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_c}.$$

Une fois que les facteurs de qualité sont déterminés, l'efficacité et la largeur de bande de l'antenne plaquée sont déterminées.

La formule empirique suivante pour l'efficacité de radiation a été validée à partir des calculs basée sur la méthode spectrale.[19]:

$$e_r = \frac{e_r^{dipole}}{1 + e_r^{dipole} \left[L_d + \left(\frac{R_s}{\pi \eta_0 \mu} \right) \left(\frac{1}{h / \lambda_0} \right) \right] \left[\frac{3}{16} \left(\frac{\epsilon_r}{PC_1} \right) \left(\frac{L_c}{\omega_c} \right) \left(\frac{1}{h / \lambda_0} \right) \right]} \quad (2.8.2)$$

On chiffre cette valeur en dB. :Le e_r^{dipole} est l'efficacité de radiation d'un dipôle superposé sur le substrat et d'une longueur de $\lambda_0/2$, P et C_1 sont des constantes obtenues d'une manière empirique[19].

Le graphique correspondant à la formule (2.8.2) est montré à la figure 2.10.a (avec la perte de diélectrique) et 2.10.b (sans la perte de diélectrique), ils peuvent être utilisés pour choisir le substrat afin d'avoir le maximum de radiation et l'efficacité en même temps.

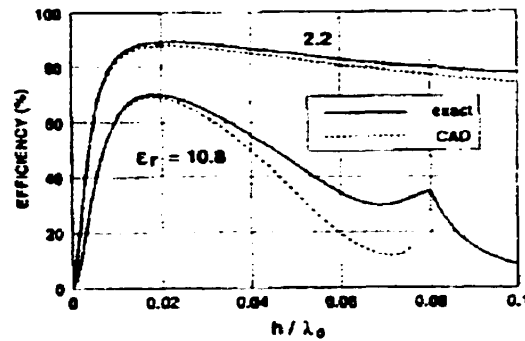


Figure 2.10 : (a) Efficacité de radiation suivant l'épaisseur du substrat en considérant la perte diélectrique dans le substrat

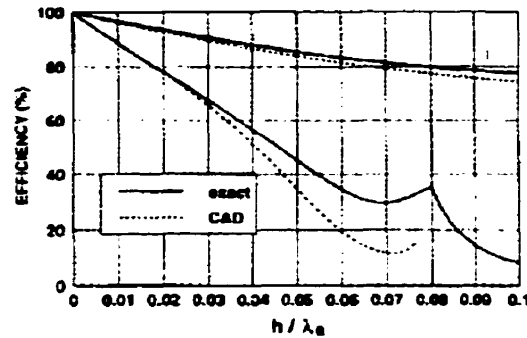


Figure 2.10 : (b) Efficacité de radiation suivant l'épaisseur du substrat sans la perte diélectrique dans le substrat

2.9 Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté, d'une façon général, les structures et antennes microrubans plaquées. On a établi la relation entre le facteur de qualité et les dimensions physiques d'une antenne plaquée rectangulaire. Quand on augmente l'épaisseur du substrat en diminuant la permittivité relative du substrat, on gagne en radiation. En même temps on aura une largeur de bande plus grande, ce qui implique un facteur de qualité

plus bas. Pour notre projet, nous avons besoin d'une bonne radiation et un facteur de qualité le plus élevé possible. Pour résoudre cette contradiction, une amélioration active du facteur de qualité de l'antenne plaquée, comme décrite dans le chapitre 1, s'est avéré nécessaire.

Dans le chapitre 3, on s'intéressera aux coupleurs directifs qui sont utilisés comme des éléments passifs clés dans le circuit d'amélioration de Q .

CHAPITRE 3

Coupleur directif

3.1 Introduction

Les jonctions hybrides sont les dispositifs passifs qui sont utilisés très largement en technologie micro-onde. Le coupleur directif est une jonction hybride à quatre ports adaptés. L'utilisation du coupleur directif en instrumentation est très répandue, surtout pour échantillonnage et injection de l'énergie électromagnétique .

C'est pour ça qu'on a utilisé deux coupleurs directifs, l'un pour l'échantillonnage et l'autre pour l'injection. Dans ce chapitre les généralités sur coupleur directif seront présentées. On abordera aussi la conception du coupleur microruban quart d'onde. En fait cette conception est nécessaire pour déterminer un point de départ pour une conception élaborée.

3.2 Généralités sur coupleur directif

Un coupleur directif est un dispositif à 4 ports (figure 3.1) défini par son couplage qui est le rapport entre la puissance incidente P_1 (entre le port 1) et la puissance couplée P_4 .

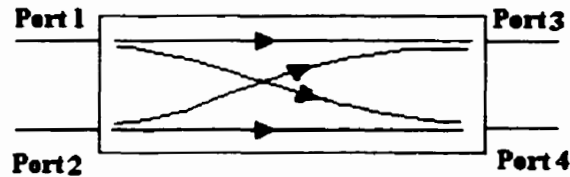


Figure 3.1: Schéma général d'un coupleur directif

Le couplage s'exprime toujours en dB:

$$C = 10 \log \left(\frac{P_1}{P_4} \right) \text{ dB} \quad (3.2.1)$$

La matrice de dispersion (paramètres S) d'un coupleur directif dont ses quatre ports sont adaptés et qui devient, dans le cas pratique, une structure symétrique est définie comme suit:

$$[S] = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} & s_{13} & s_{14} \\ s_{21} & s_{22} & s_{23} & s_{24} \\ s_{31} & s_{32} & s_{33} & s_{34} \\ s_{41} & s_{42} & s_{43} & s_{44} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \bar{\beta} & \bar{\gamma} \\ 0 & 0 & \bar{\gamma} & \bar{\beta} \\ \bar{\beta} & \bar{\gamma} & 0 & 0 \\ \bar{\gamma} & \bar{\beta} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.2.2)$$

les $\bar{\beta}$ et $\bar{\gamma}$ sont des phaseurs qui doivent satisfaire les équations suivantes:

$$\vec{\beta} \bullet \vec{\gamma} = 0 \quad \text{et} \quad |\beta|^2 + |\gamma|^2 = 1$$

$\vec{\beta}$ et $\vec{\gamma}$ sont en quadrature, ce qui signifie que les ondes aux sorties (3) et (4) sont déphasées d'une valeur de 90° . Dans la matrice de dispersion présentée par l'équation 3.3, $s_{12} = s_{21} = s_{34} = s_{43} = 0$ ce qui signifie une isolation parfaite entre les ports non couplés. Cependant le coupleur n'est jamais parfait et une puissance très faible, mais non nulle, apparaît toujours dans un port non couplé (port 2 dans la figure 3.1) . le rapport en dB:

$$D = 10 \log \left(\frac{P_4}{P_2} \right) \text{dB} \quad (3.2.4)$$

est appelée la directivité du coupleur et définit la qualité de celui-ci. On définit un autre paramètre qui est parfois utilisé à la place de directivité. Par définition, l'Isolation entre le port d'entrée (port 1 dans la figure 3.1) et le port non couplé (port 2 dans la figure 3.1) est, le rapport suivant :

$$I = 10 \log \left(\frac{P_1}{P_2} \right) \text{dB} \quad (3.2.5)$$

En utilisant les définitions (3.2.1), (3.2.4) et (3.2.5), on peut déduire l'équation suivante:

$$Isolation = Directivite + Couplage \quad (3.2.6)$$

3.3 Mode pair et mode impair dans deux lignes couplées

Pour calculer le comportement du coupleur, on va considérer qu'il est formé par deux lignes de longueur électrique θ qui peuvent propager des modes TEM paire (figure 3.2) et impaire (figure 3.3). Le mode pair correspond au cas où les deux lignes sont alimentées

avec deux sources de tension égales et en phase, tandis que, pour le mode impair, ces sources sont en opposition de phase (un déphasage de 180°).

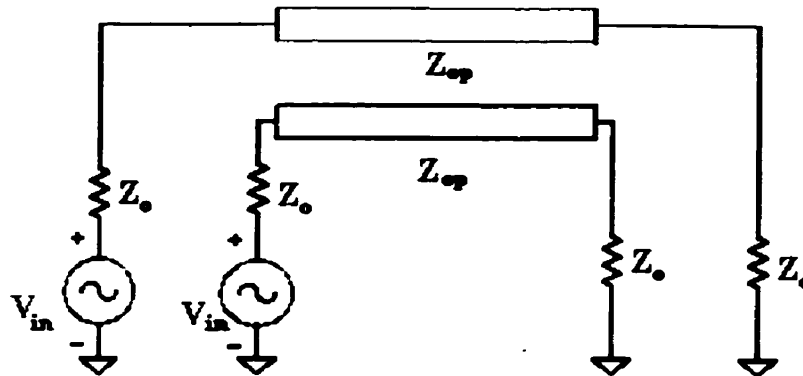


Figure 3.2: Circuit Équivalent pour mode pair

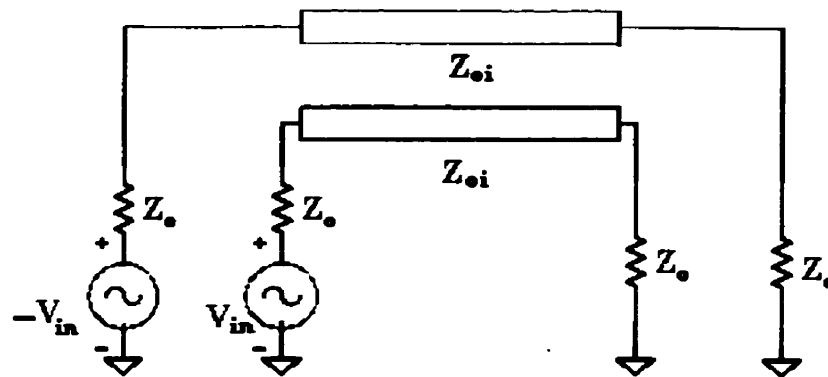


Figure 3.3: Circuit Équivalent pour mode impair

Les deux lignes sont terminées par une impédance Z_0 et supposées être excitées par une source ayant une l'impédance interne Z_0 .

On présente ici deux impédances caractéristiques correspondant au mode pair et au mode impair. Z_{0p} et Z_{0i} sont respectivement les impédances caractéristiques du mode pair et du

mode impair. La différence entre ces impédances caractéristiques et Z_0 est due au couplage qui existe entre ces deux lignes. Sans donner les détails de calcul, nous passons aux résultats obtenus à partir d'une analyse basée sur les modes pairs et impairs pour un coupleur directif[20].

Considérons C comme le couplage maximum (à $\theta=90^\circ$), la formule suivante donne le couplage en fonction de θ (longueur électrique des lignes couplées):

$$C(\theta) = \frac{C \sin \theta}{\sqrt{1 - C^2} \cos \theta + j \sin \theta} \quad (3.3.1)$$

Les relations entre les impédances caractéristiques et le couplage C sont définies par:

$$Z_0 = \sqrt{Z_{0p} Z_{0i}} \quad (3.3.2)$$

$$C' = 20 \log C = 20 \log \left| \frac{Z_{0p} - Z_{0i}}{Z_{0p} + Z_{0i}} \right| \quad (3.3.3)$$

$$Z_{0p} = Z_0 \sqrt{\frac{1+C}{1-C}} \quad (3.3.4)$$

$$Z_{0i} = Z_0 \sqrt{\frac{1-C}{1+C}} \quad (3.3.5)$$

Pour faire la conception d'un coupleur, généralement les valeurs de C et Z_0 sont disponibles, à partir des formules mentionnées en haut, Z_{0p} et Z_{0i} seront calculées et,

suivant le matériel et la configuration choisie pour le coupleur, les dimensions physiques seront calculées.

On a supposé que le mode de propagation est TEM, ce qui donne une valeur identique pour la vitesse de phase pour mode paire et mode impaire. La directivité d'un tel coupleur est théoriquement infinie. Malheureusement en pratique, cette supposition n'est pas vraie. Par exemple, le mode principal de propagation dans un dispositif microruban n'est pas TEM, donc les vitesses de phase du mode pair et du mode impair sont différentes et par la suite la directivité a une valeur finie. Cependant les formules utilisées pour le mode TEM peuvent être utilisées pour ces dispositifs microrubans qui ressemblent suffisamment aux modes TEM (conditionnellement). Dans la prochaine section une méthode de calcul pour un coupleur à deux lignes microrubans parallèles, qui utilise les approximations quasi-TEM est présentée.

3.4 Couplage par deux lignes parallèles microrubans quart d'onde

Le schéma de principe de ce coupleur est donné à la figure 3.4 dans laquelle la numérotation des ports correspond à celle de la figure 3.1.

On notera que la sortie couplée est adjacente à l'entrée, l'énergie dans la ligne couplée circule en sens inverse de la propagation dans la ligne principale. La longueur électrique θ est exactement un quart de longueur d'onde $\lambda/4$, à la fréquence centrale du point de fonctionnement. C'est un coupleur à bande relativement étroite, l'amplitude couplée variant sensiblement comme le cosinus autour de la fréquence centrale (couplage maximum pour f_0).

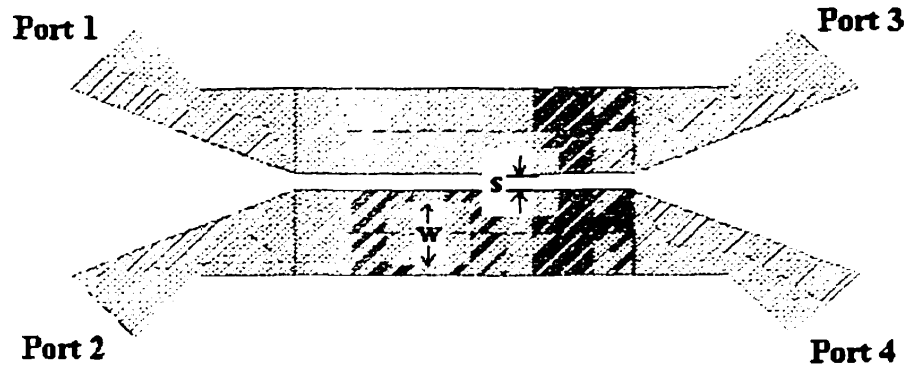


Figure 3.4: Un coupleur microruban quart d'onde

Comme des lignes de transmission microrubans, des lignes couplées en microruban montrent un comportement quasi TEM en propageant des champs électromagnétiques. Dans les structures microrubans, les champs électromagnétiques se développent en deux milieux diélectriques différents. Ce qui impose les vitesses de phase différentes pour ces deux milieux diélectriques.

Dans les coupleurs microrubans les longueurs électriques des modes pair et impair sont différentes, donc la forme exacte de l'équation (3.3.2) devient:

$$Z_0^2 = Z_{0p}Z_{0i} \frac{Z_{0p} \sin \theta_p + Z_{0i} \sin \theta_i}{Z_{0p} \sin \theta_i + Z_{0i} \sin \theta_p} \quad (3.4.1)$$

Où θ_p et θ_i sont respectivement les longueurs électriques des modes pair et impair. En supposant que les champs sont quasi TEM on peut admettre $\theta_p \approx \theta_i$, ce qui nous permet d'utiliser les équations (3.3.2) à (3.3.5). Rappelons que dans ce cas ces équations sont approximatives.

3.4.1 Conception de coupleur microruban par une méthode de synthèse approximative[21]

Pour faire la conception d'un coupleur directionnel, avec la méthode modale, avant tout, il faut trouver Z_{0p} et Z_{0i} . Dans le cas d'un coupleur microruban, pour des spécifications données, les dimensions transversales "s" et "w" illustrées à la figure (3.4) doivent être calculées. À l'aide d'une méthode de synthèse approximative (*Akhtarzad et al*), les calculs de "s" et "w" s'effectueront. Dans cette méthode, les rapports "w/h" et "s/h" vont être déterminés en utilisant un graphe universel (figure 3.5).

Tout d'abord il faut déterminer le rapport "w/h" pour une ligne microruban équivalente: $(w/h)_s$ pendant la deuxième étape à partir d'une méthode graphique et avec $(w/h)_s$ comme paramètre, les rapports "w/h" et "s/h" seront calculés. Sans entrer dans les détails de cette méthode, les étapes nécessaires sont les suivantes :

1-Pour deux modes pair et impair nous présentons deux lignes micro rubans (seul) équivalentes aux impédances caractéristiques Z_{0sp} et Z_{0si} , qui sont définies comme suit:

$$Z_{0sp} = Z_{0p}/2 \text{ (pour calculer } (w/h)_{sp} \text{)}$$

(Z_{0sp} : Impédance caractéristique de ligne microruban équivalente pour mode pair)

$$Z_{0si} = Z_{0i}/2 \text{ (pour calculer } (w/h)_{si} \text{)}$$

(Z_{0si} : Impédance caractéristique de ligne microruban équivalente pour mode impair)

2-En utilisant les méthodes quasi TEM pour les lignes micro rubans, les rapports $(w/h)_{sp}$ et $(w/h)_{si}$ sont calculés et à l'aide d'un graphe universel(figure 3.5) en utilisant $(w/h)_{sp}$ et $(w/h)_{si}$ comme paramètres, les rapports "w/h" et "s/h" seront déterminés.

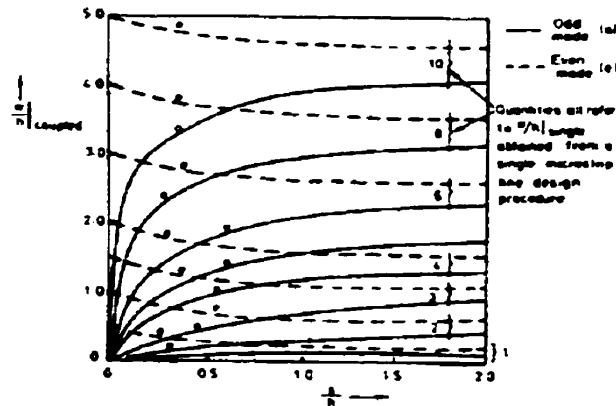


Figure 3.5: Graphe universel utilisée dans la méthode Akhtarzad[21]

3.5 Conclusion

Nous avons expliqué les caractéristiques des coupleurs directifs en général. Ensuite après avoir présenté les coupleurs microrubans quarts d'onde, on a expliqué une méthode empirique de conception de ce type de coupleur. Cette méthode de synthèse approximative suggérée par *Akhtarzad et al* [21] est basée sur une analyse des modes pair et impair (comme les autres conceptions de coupleurs) et réduit les deux lignes couplées à une ligne micro ruban équivalente. En utilisant les dimensions de la ligne équivalente (calculées par les méthodes quasi TEM) et à partir d'un graphe universel on détermine les dimensions des lignes couplées.

CHAPITRE 4

Synthèse et mesures

4.1 Introduction

Dans ce chapitre les étapes et les résultats de la conception d'une antenne microruban active sont présentés. Pour l'antenne active, on utilise la méthode de boucle active vue au chapitre 1. L'antenne plaquée quant à elle découle de la technique décrite au chapitre 2. Par ailleurs une ligne microruban est couplée à l'extrémité de l'antenne plaquée rectangulaire, en vue d'obtenir un deuxième port.

En utilisant le MOMENTUM et MDS comme simulateurs, on a fait la conception selon les critères des chapitres 1 et 2. À la fin de ce chapitre les résultats de mesure seront présentés et comparés avec ceux de la simulation.

4.2 Configuration de base

Pour former une boucle à rétroaction, deux coupleurs directifs sont utilisés (voir figure 3.1). Le coupleur de sortie, échantillonne une partie de l'énergie. Ce signal échantillonné passe par un amplificateur, et est couplé à l'entrée du résonateur. Nous pouvons faire deux conceptions séparées pour la partie active et la partie passive à condition que le couplage entre ces deux parties ne soit pas trop fort.

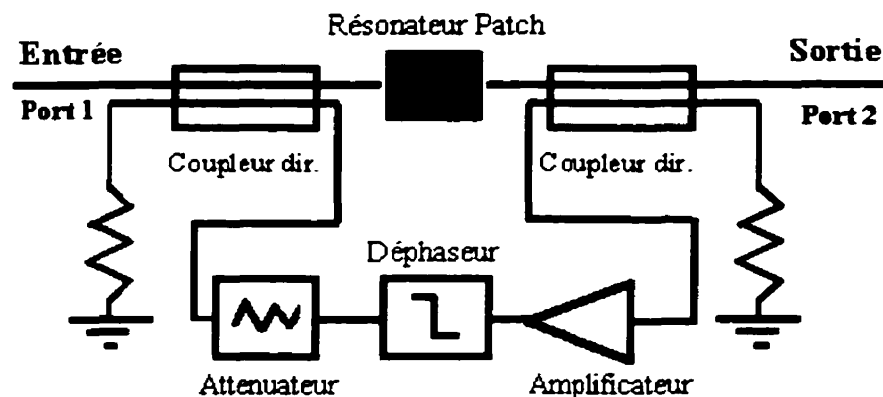


Figure 4.1: Schéma global d'une configuration à boucle active

Cette nouvelle configuration (illustré à la figure 4.1) se compose d'un résonateur plaqué résonnant à 2,45 GHz, d'un amplificateur, de deux coupleurs directifs, d'un déphaseur variable et d'un atténuateur variable (le cas échéant).

4.3 Premier circuit d'essai

Pour des raisons de simplicité, nous avons commencé par un résonateur microruban à deux ports qui a des connexions directes à l'entrée et à la sortie (voir figure 4.2).



Figure 4.2: Un résonateur microruban avec couplages de deux ports

En choisissant ce genre de couplage, le problème de l'adaptation diminuera, mais, la majorité de la puissance à l'entrée va être couplée à la sortie directement, ce qui diminue l'efficacité de rayonnement de ce résonateur.

4.3.1 Modèle discret

Pour modéliser ce résonateur au voisinage de la fréquence de résonance, le circuit RLC illustré à la figure 4.3 est proposé.

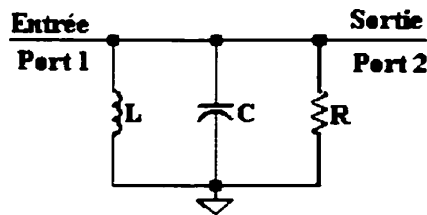


Figure 4.3: Circuit RLC équivalent du résonateur plaqué

Ce circuit RLC en parallèle est en principe le même circuit qui représente une antenne plaquée rectangulaire (chapitre 1). La seule différence entre les deux cas est que la résistance R est plus grande pour un circuit RLC que pour antenne plaquée (généralement 50Ω dans un système 50Ω). Ceci est due au fait que la perte de la radiation n'est pas

considérable pour cette configuration. À la figure 4.4 on peut constater la validité de ce modèle électrique, au voisinage de la fréquence de résonance du résonateur plaqué.

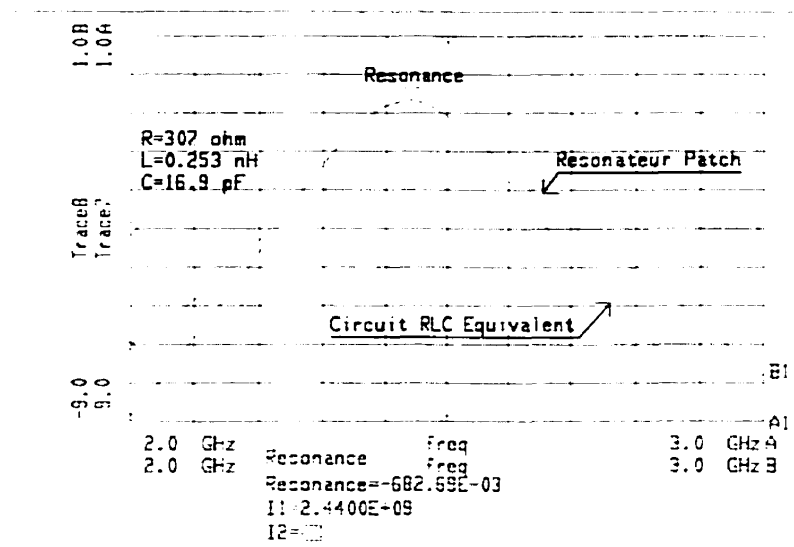


Figure 4.4: Validation du circuit RLC équivalent

L'utilisation du modèle ainsi validé à la figure 4.4, conduit au circuit équivalent du résonateur actif représenté à la figure 4.5.

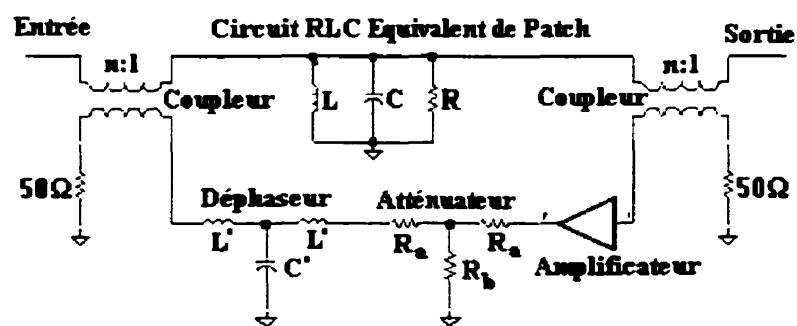


Figure 4.5: Circuit équivalent du résonateur actif

4.3.2 Conception du résonateur plaqué

Comme mentionné au chapitre 1, la longueur du résonateur plaqué doit être $\lambda_g/2$. Pour un substrat avec $\epsilon_r=2,33$ et une épaisseur de $h=31$ mils nous aurons :

$$\epsilon_{\text{reff}} \approx 2.2792$$

$$\lambda_g/2 = 1786 \text{ mils}$$

$l = \lambda_g/2 + \Delta l$ où Δl est une longueur à ajouter à cause de l'effet de bord de l'antenne plaquée.

Comme connexions à l'entrée et à la sortie, deux lignes de transmission de 50Ω (à 2,45 GHz) sont branchées aux extrémités de l'antenne plaquée.

4.3.4 Simulation

Après avoir spécifié les points de départs, les simulations nous ont permis d'optimiser les dimensions des dispositifs microrubans. Le but de l'optimisation est d'avoir une amélioration maximale du facteur de qualité du résonateur plaqué tout en conservant l'adaptation des ports.

La simulation avec MDS montre qu'en choisissant les valeurs appropriées pour le déphasage et l'atténuation (voir chapitre 3), le facteur de qualité du résonateur s'améliore. Si le déphasage total dans la boucle rétroactive est égale à $n \times 360^\circ$ et le module du gain de la boucle ouverte est le plus proche possible de l'unité (tout en restant inférieur à 1), nous aurons le facteur de qualité maximal (chapitre 3). En pratique, un facteur de qualité d'une valeur infinie n'est pas réalisable. À partir de la méthode de boucle active, on ne peut pas avoir une amélioration très élevée, car en améliorant le facteur de qualité, on s'approche de l'instabilité et les oscillations commencent. Ces dernières doivent être évitées à tout prix, en gardant une marge de gain pour la boucle ouverte.

Dans la figure 4.6, le schéma global de cette simulation est illustré. Ce schéma se compose essentiellement des mêmes éléments de la figure 4.1 présentés par les modèles offerts dans MDS. Afin de changer le déphasage total, un bout de ligne de transmission est introduit dans la boucle rétroactive. Pour changer le déphasage total il suffit de changer la longueur de cette ligne.



Figure 4.6: Page de simulation en MDS

La figure 4.7 montre S_{21} du résonateur avant et après l'application de la boucle active. Comme nous pouvons voir, la largeur de bande a été réduite approximativement par un facteur de 2 ce qui est équivalent à un facteur de qualité double. En outre nous avons une valeur de 8.5dB pour S_{21} .

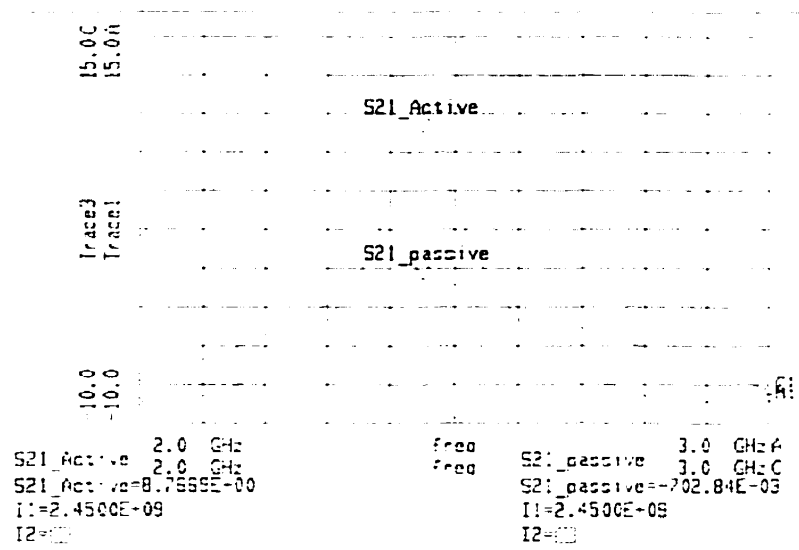


Figure 4.7: Perte d'insertion, avant et après l'application de la boucle active

4.3.5 Validation des formules analytiques

Le résultat de la simulation (figure 4.7) a été comparé avec des formules analytiques présentées au chapitre 3. Dans la figure 4.8 le gain de la boucle ouverte obtenu à partir de la simulation avec MDS est illustré. Comme on peut constater, le gain de la boucle ouverte à 2,45GHz est égal à 2,9dB. En utilisant les équations (3.6.9) et (3.6.10), le nouveau facteur de qualité et le nouveau S_{21} sont obtenues :

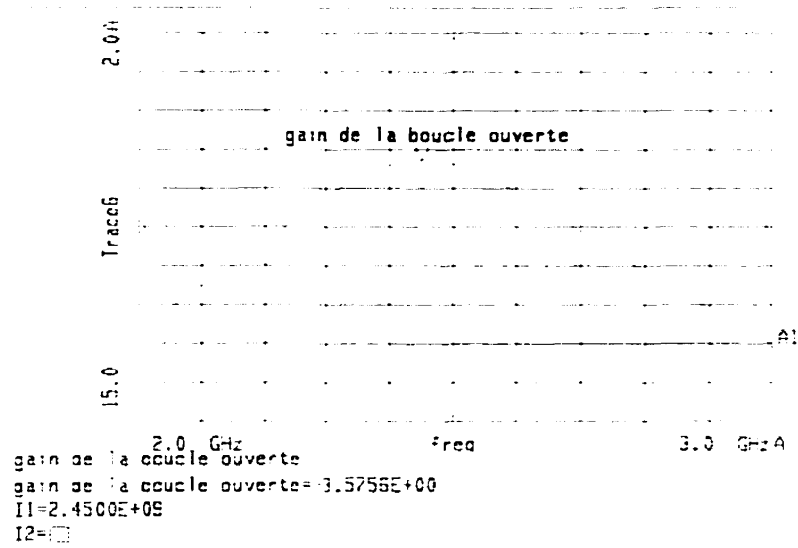


Figure 4.8: Gain de la boucle ouverte de circuit rétroactif

$$Q_2 = \frac{Q_1}{1-m} \quad \text{où } m = 10^{M/10}$$

nous avons $M=-2,9\text{dB}$ donc $m=0,51$ et $Q_2=2,05 Q_1$. De la même façon:

$$\text{nouveau } S_{21} = \frac{|S_{21}|}{1-n} \quad \text{où: } n = 10^{M/20}$$

Avec $M=-2,9\text{dB}$ on aura $n=0,72$ ce qui nous donne une hausse de $10,9\text{dB}$ pour S_{21} .

Le résultat de la simulation (montré à la figure 4.7) correspond bien aux calculs effectués à partir des équations (1.6.9) et (1.6.10).

4.3.6 Choix du dispositif actif

Le premier circuit d'essai est fabriqué en utilisant les résultats de la simulation décrits dans la section 4.3.4. La figure 4.9 illustre le masque de ce circuit d'essai, en utilisant les MESFET ne34019 de NEC [voir annexe I] dans la partie amplificatrice. Un amplificateur à deux étages a été conçu et la matrice de dispersion de cet amplificateur a été utilisée pour optimiser le déphasage total pour la boucle rétroactive.

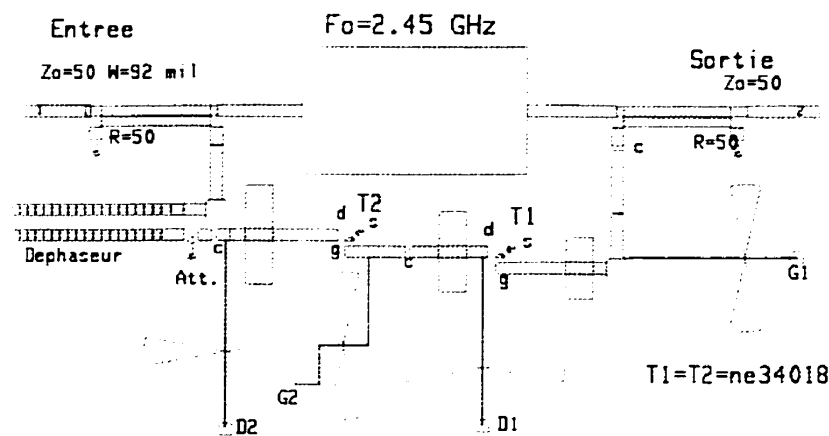


Figure 4.9: Premier circuit d'essai, utilisant nc34019

L'amplificateur conçu est un amplificateur à bande relativement étroite. Alignement de cet amplificateur avec le résonateur (au niveau de la fréquence d'opération) prend d'autres dispositifs et stratégies de design. Les décalages indispensables produits pendant la fabrication (au niveau de la fréquence) ne laissent pas atteindre le maximum de gain de la boucle ouverte à la fréquence de résonance du résonateur plaqué. Par conséquent, la fréquence de résonance du résonateur actif se déplacera et l'amélioration du facteur de qualité ne sera pas optimum. Par ailleurs, comme tous les éléments de ce circuit sont sur le même substrat, les éléments parasites, surtout les stubs ouverts, peuvent créer des radiations indésirables. Un avantage d'utilisation d'un amplificateur monolithique adapté

a l'entrée et à la sortie, consiste à éviter les discontinuités nécessaires pour l'adaptation (les circuits ouverts et les court-circuit). Ces problèmes nous ont amené à l'utilisation d'un amplificateur large bande et adapté intérieurement à 50Ω . Parmi les choix possibles, *ERA5* de *Mini Circuits* a été choisi [voir annexe 2].

4.3.7 Fabrication et mesures

Le masque du circuit conçu avec *ERA5* de *Mini Circuits* est illustré à la figure 4.10.

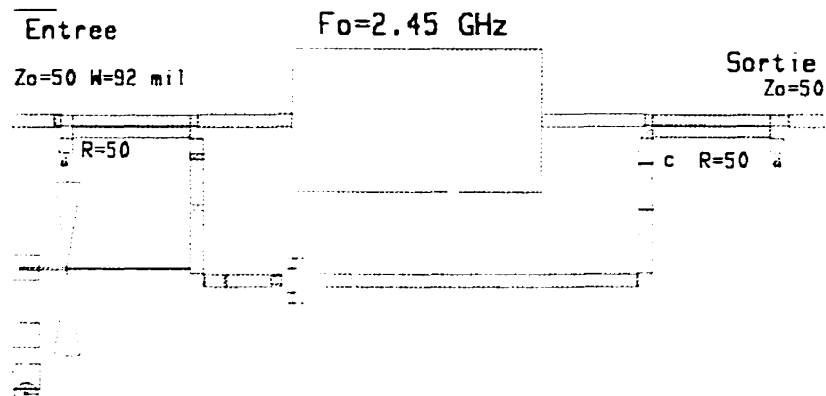


Figure 4.10: Résonateur actif utilisant l'amplificateur monolithique *ERA5*

Le résultat des mesures pour ce circuit est illustré à la figure 4.11 où S_{21} est montré avant et après l'application de la boucle active. À cause de la différence entre le gain réel de l'amplificateur *ERA5* et le gain qui a été utilisé dans la simulation (offert par le fournisseur) et en prenant en compte également les erreurs de fabrication, le résultat des mesures est quantitativement différent de la simulation. Mais qualitativement, la simulation et les mesures ainsi que les formules analytiques développées dans la section 1.2 sont en accord.

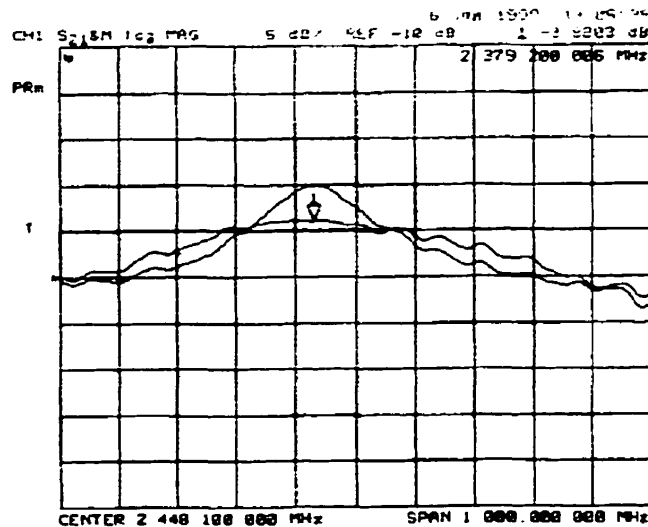


Figure 4.11: Perte d'insertion du résonateur plaqué avant et après application de la boucle active

Le résonateur utilisé ici n'a pas une caractéristique de radiation efficace, mais à cause de la simplicité de conception surtout au niveau de l'impédance d'entrée, on a préféré la conception du premier circuit. Dans la deuxième approche, une antenne plaquée rectangulaire qui est couplée à une ligne de transmission microruban (d'une façon électromagnétique), joue le rôle de résonateur.

4.4 Circuit final

La mauvaise efficacité de rayonnement du résonateur utilisé dans le premier circuit nous a dirigé vers le choix d'une antenne plaquée rectangulaire étant donné qu'il possède une meilleure efficacité.

4.4.1 Résonateur plaqué

Afin de palier au manque du deuxième port dans une antenne plaquée, on se propose d'ajouter un autre port en utilisant le couplage électromagnétique. La figure 4.12 montre

la configuration qui a été adoptée après une étude comparative menée sur plusieurs autres possibilités de couplages.

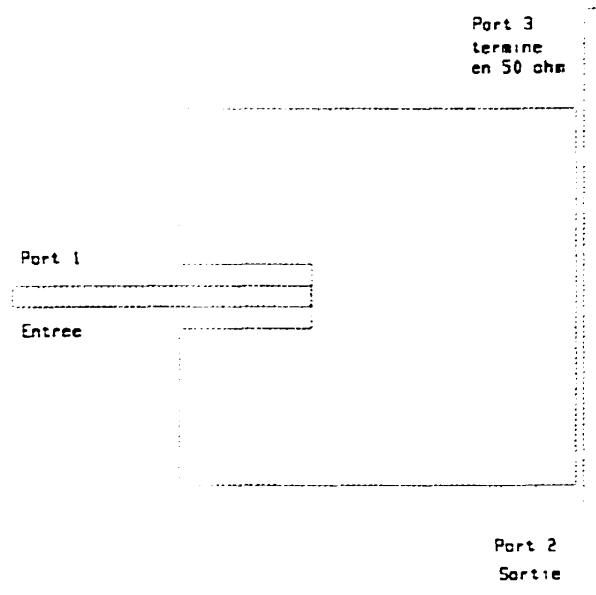


Figure 4.12: Masque du antenne plaqué à deux ports

Le modèle électrique de ce résonateur est illustré dans la figure 4.13. Le couplage électromagnétique utilisé a été considéré comme un intervalle (Gap) microruban uniforme ce qui est un peu simpliste mais donne un résultat acceptable (figure 4.14).

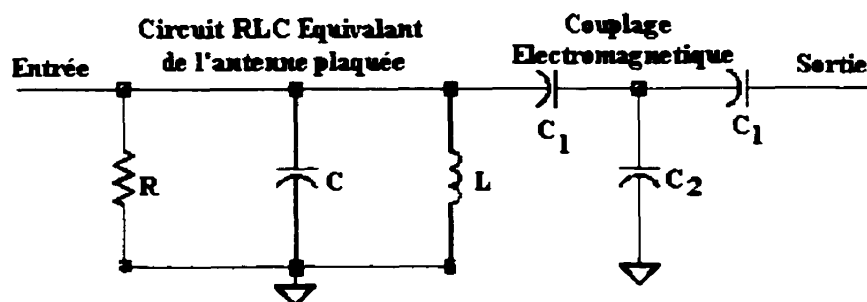


Figure 4.13: Circuit équivalent d'une antenne plaquée à deux ports

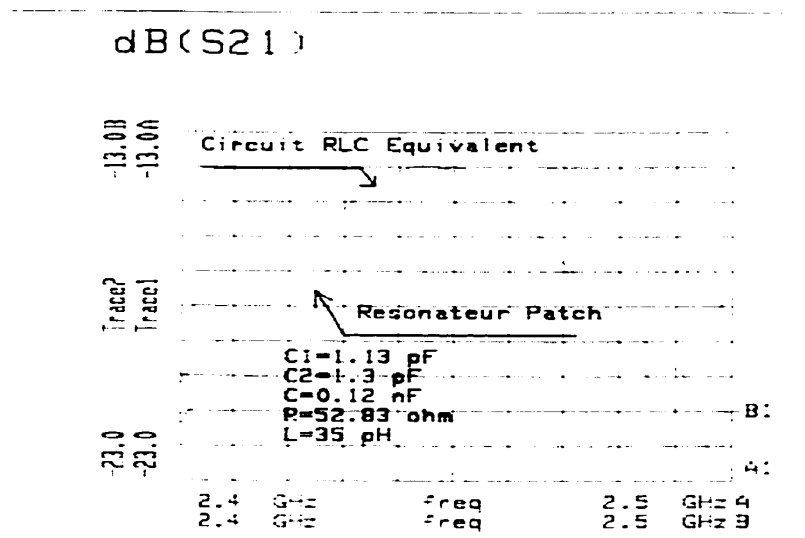


Figure 4.14: Validation du circuit équivalent d'antenne plaquée à deux port

Ce deuxième circuit fonctionne selon le même principe que le premier (boucle active), sauf que ce résonateur a une caractéristique de rayonnement plus efficace que le premier. En effet, la boucle active introduite permet de compenser les pertes (la perte de radiation plutôt) et d'augmenter ainsi le facteur de qualité du circuit

Ce résonateur actif a deux ports pour l'entrée et la sortie (voire figure 4.1). Pour échantillonner le signal à la sortie et l'injecter à l'entrée, deux coupleurs directifs (deux lignes microrubans parallèles de $\lambda_g/4$ de longueur) sont utilisées. Ensuite pour accomplir la boucle active, un amplificateur large bande et adapté à 50Ω à deux étages est mis dans la voie de rétroaction. Le circuit équivalent électrique de cette configuration est représenté à la figure 4.15.

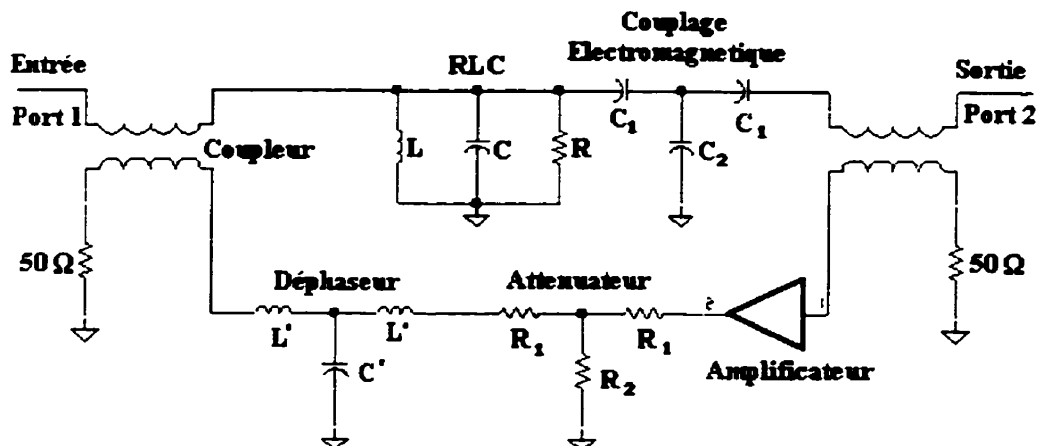


Figure 4.15: Circuit équivalent du résonateur actif

4.4.2 Choix de substrat

Dans la conception du circuit, un choix du substrat doit être judicieux afin de favoriser autant que possible les pertes par rayonnement de l'antenne. Pour une antenne plaquée avec un substrat de $\epsilon_r=2,2$, l'efficacité de rayonnement en fonction de son épaisseur est illustrée à la figure (4.16)[19].

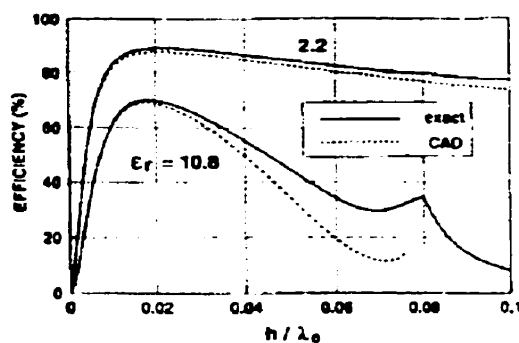


Figure 4.16: Efficacité de radiation d'une antenne plaquée rectangulaire suivant l'épaisseur du substrat

Étant donné que tous les composants de notre circuit (radiant et non radiant) se montent sur un seul substrat, un compromis doit être fait en choisissant le substrat. En tenant compte de toutes ses réalités, le choix d'un substrat ayant une permittivité relative de 2,33 avec une épaisseur de 31 mil a été fait. Les simulations effectuées pour une conception optimale sont expliquées dans la prochaine section.

4.4.3 Simulation avec *MOMENTUM*

Pour que la conception des composants microruban et le déphasage attribuable à chaque composant soient les plus exacts possibles, *MOMENTUM* a été choisi comme simulateur. *MOMENTUM* utilise la méthode des moments pour résoudre l'équation intégral et trouve ensuite la distribution du courant électrique sur la structure métallique à deux dimensions. À partir de ces courants de partition, la matrice de dispersion de la structure est calculée. Ainsi, les effets des pertes de radiation et des pertes dans le diélectrique seront inclus dans la matrice de dispersion calculée à l'aide de *MOMENTUM*.

Après avoir simulé tous les composants microrubans avec *MOMENTUM*, le résultat de simulation est sauvegardé dans un fichier de donnée (dataset) qui sera transféré dans l'environnement de *MDS*. Ainsi, l'optimisation finale (surtout concernant la longueur de la voie rétroactive) et l'ajout des dispositifs actifs (avec *MOMENTUM* ce n'est pas faisable) seront effectués.

Nous procédons à la présentation des étapes de conception en montrant des résultats de simulation obtenus pour chaque dispositif avec *MOMENTUM*. Par la suite, la simulation globale en *MDS* sera effectuée en utilisant la matrice de dispersion de chacun des éléments passifs, créée à l'aide de *MOMENTUM*.

4.4.4 Conception et simulation de l'antenne plaquée rectangulaire

En utilisant l'information fournie au chapitre 2, les dimensions de l'antenne plaquée ont été calculées. À partir de ce point de départ, l'antenne plaquée illustrée à la figure 4.17 a été simulée. Le procédé d'ajustement, la simulation et l'optimisation sont répétés plusieurs fois pour trouver les bonnes valeurs de la fréquence de résonance et de l'impédance d'entrée. Le résultat de la simulation finale est montré à la figure 4.18.

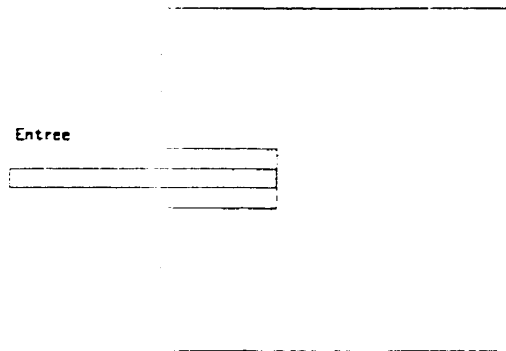


figure 4.17: Antenne plaquée rectangulaire choisie

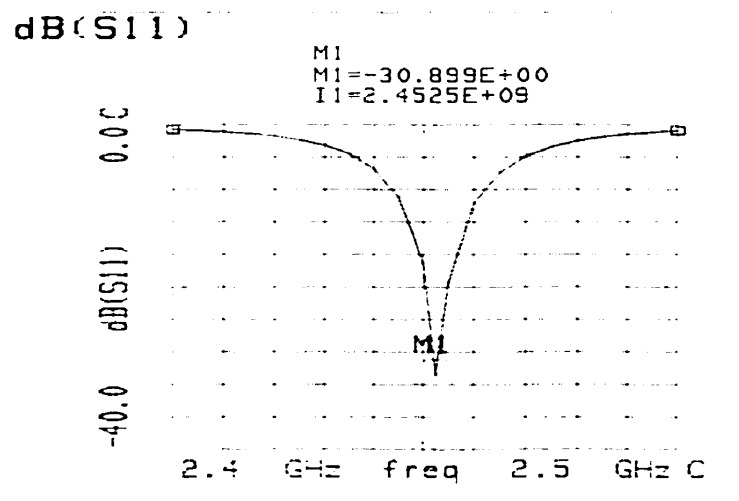


figure 4.18: Perte de réflexion d'antenne plaquée

4.4.5 Conception et simulation du résonateur plaqué rectangulaire

Pour avoir un deuxième port, on couple une ligne microruban à l'extrémité de l'antenne plaquée (figure 4.12), le résultat de la simulation obtenu à l'aide de *MOMENTUM* est montré à la figure 4.19. On y constate que la perte d'insertion de ce résonateur est presque -14 dB ($f_0=2,45$ GHz). De plus, ce résonateur est bien adapté à l'entrée et à la sortie.

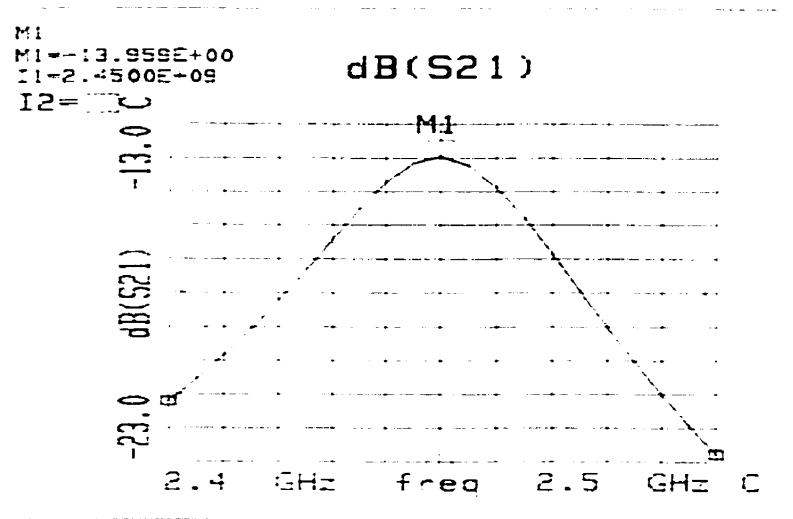


Figure 4.19: Perte d'insertion d'antenne plaquée à deux ports

4.4.6 Conception et simulation du coupleur directif

En utilisant la méthode de Aktar zad et al[21] présentée au chapitre 3, le point de départ pour cette simulation est déterminé. Par la suite, à partir des dimensions obtenues (pour un couplage de 12 dB et une impédance d'entrée de 50Ω pour chaque port) une simulation préliminaire est lancée en *MDS*. Dans l'étape suivante, à partir du masque produit par *MDS*, une simulation à l'aide de *MOMENTUM* est faite. En taillant les dimensions de ce coupleur et reprenant la simulation, la version finale de ce coupleur est obtenue.

Le masque du coupleur directif et le couplage en fonction de la fréquence sont respectivement montrés à la figure 4.20 et à la figure 4.21.

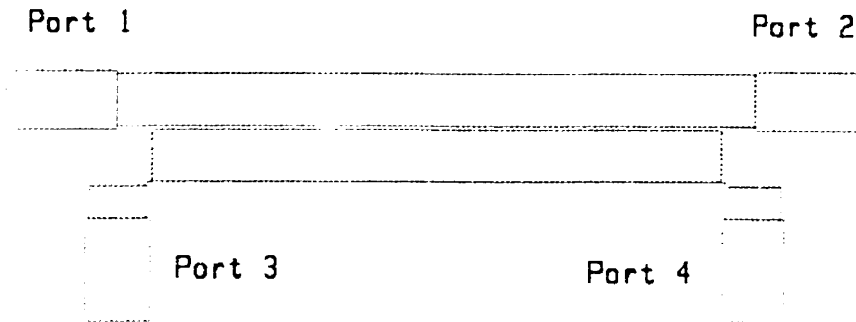


Figure 4.20: Coupleur directif microruban

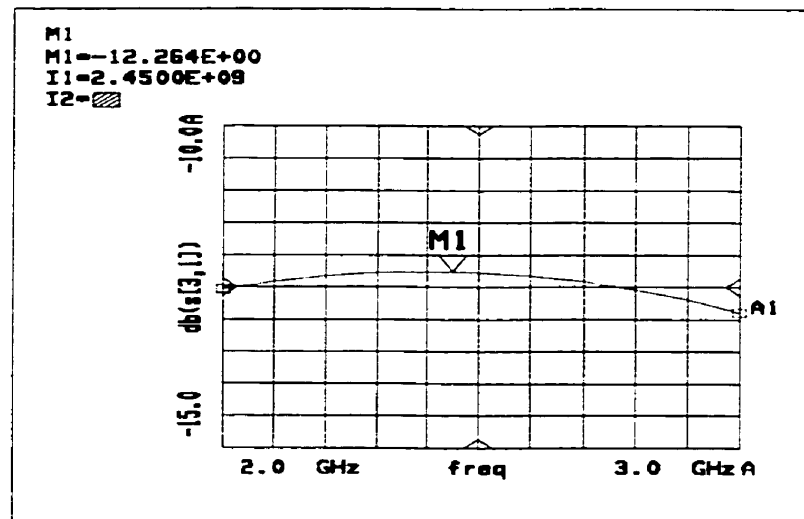


Figure 4.21: Couplage du coupleur directif

4.4.7 Courbure

Pour minimiser l'effet de discontinuité, les dimensions de courbure microruban optimisées ont été calculées [22]. On a optimisé cette courbure avec MDS, puis la simulation à l'aide de *MOMENTUM* a été lancée. Le résultat final enregistré est montré à

qui est dans notre cas un amplificateur monolithique large bande de *Mini Circuits* (ERA5).

La matrice de dispersion de chaque élément obtenue à partir de simulation avec *MOMENTUM* tient compte des pertes de rayonnement et de déphasage crée par les discontinuités en général. Étant donné que dans notre conception le déphasage total dans la boucle joue un rôle très important, l'utilisation de *MOMENTUM* pour simuler les composants microruban est très avantageuse. Ainsi on aura des valeurs assez réalistes pour les déphasages attribuables aux composants microrubans.

Pour la compensation optimale de l'énergie perdue (voir chapitre 3), la phase du gain de boucle ouverte $\angle \beta(j\omega)S_{21}(j\omega)$ à la fréquence de résonance devrait être un multiple de 360° . En même temps, son module $|\beta(j\omega)S_{21}(j\omega)|$ devra être le plus proche possible de l'unité tout en respectant la bonne marge de gain pour éviter l'instabilité.

Dans notre conception, nous avons deux coupleurs directifs avec 12dB de couplage et un résonateur plaqué avec une perte d'insertion de 14 dB. On utilise deux amplificateurs ERA5 en série, ce qui donne un gain de 35 dB à 2,45 GHz. À la fréquence de résonance nous avons:

$$|\beta(j\omega_r)S_{21}(j\omega_r)| = C_1 + C_2 + C_3 + A = -12 - 12 - 14 + 35 = -3dB$$

où $f_r = \omega_r / 2\pi$ est la fréquence de résonance.

" C_1 " et " C_2 " sont les couplages des coupleurs directifs en dB.

" C_3 " est la perte d'insertion de résonateur en dB.

"A" est le gain global des étages d'amplification.

Donc nous avons une marge de gain de 3db à 2,45 GHz, ce qui est suffisant pour éviter l'oscillation. Pour satisfaire la condition de phase il faut changer la longueur d'une ligne

microruban. Nous avons lancé une simulation en MDS dont le schéma est illustré à la figure 4.24. Le paramètre à optimiser est la longueur de la ligne microruban indiquée sur le schéma qui nous donnera $\angle \beta(j\omega)S_{21}(j\omega) = n \times 360^\circ$.

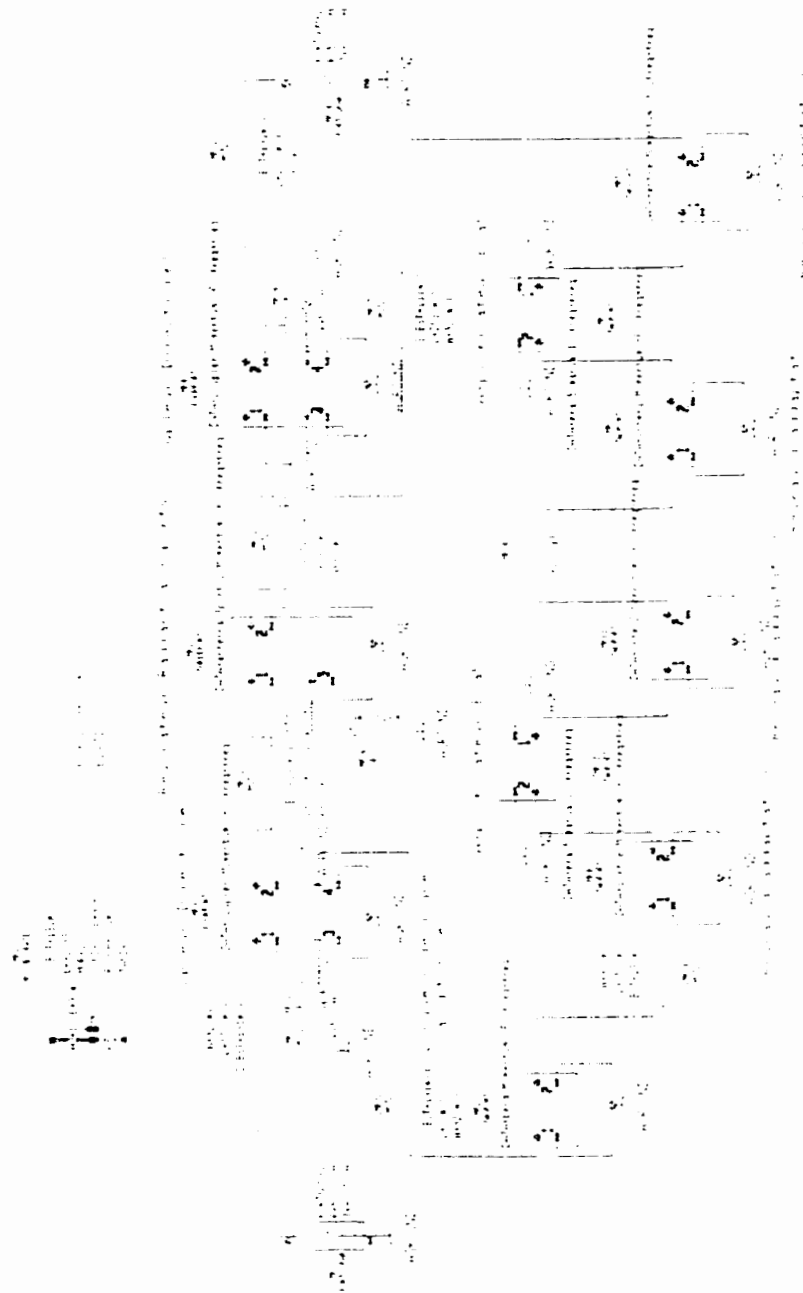


Figure 4.24: Page de circuit pour l'antenne plaquée active

En utilisant les résultats des simulations à l'aide de *MOMENTUM*, tous les composants sont mis ensemble. Dans la figure 4.25, la perte d'insertion du résonateur avant et après l'application de la boucle active est illustrée.

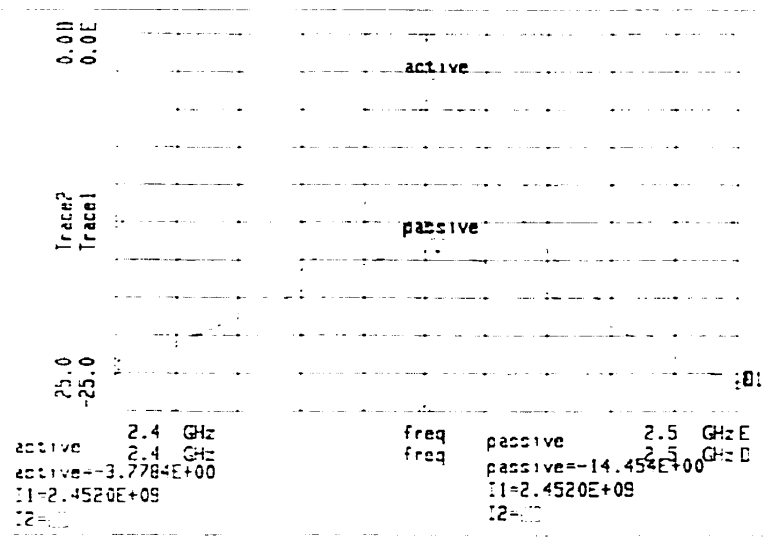


Figure 4.25: Perte d'insertion d'antenne plaquée à deux ports, avant et après l'application de la boucle active

4.4.9 Comparaison entre les résultats de simulation et la formule analytique

Comme montré dans la figure 4.26, le gain de la boucle ouverte à 2,45 GHz est égal à -2,9dB. En utilisant les formules 1.6.9 et 1.6.10 les résultats suivants pour le nouveau facteur de qualité et le nouveau S_{21} sont obtenus :

$$Q_2 = \frac{Q_1}{1-m} \quad \text{où } m = 10^{M/10}$$

nous avons $M=-2,9\text{dB}$ donc $m=0,51$ et $Q_2=2,05 Q_1$. De la même façon:

$$nouvel_S_{21} = \frac{|S_{21}|}{1-n} \quad n = 10^{M/20}$$

où:

Avec $M=-2,9\text{dB}$, on aura $n=0,72$ ce qui nous donne $10,9\text{dB}$ d'augmentation en S_{21} . Dans la figure 4.26 on peut constater les mêmes améliorations en facteur de qualité (diminution de la largeur de bande) et pour la grandeur de S_{21} .

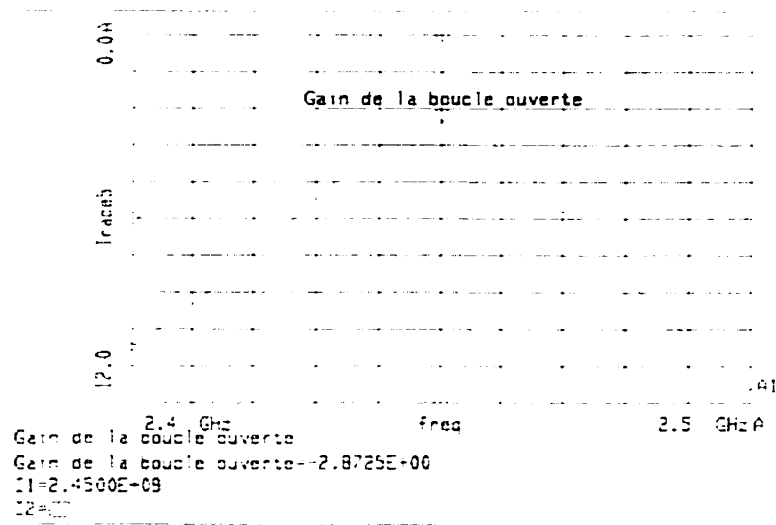


Figure 4.26: Le gain de la boucle ouverte du circuit rétroactif

4.4.10 Fabrication et mesures

A la figure 4.27, le masque du circuit final est illustré. Le résultat des mesures pour ce circuit est montré à la figure 4.28 qui indique S_{21} avant et après l'application de la boucle active. De la même façon S_{11} est montré avant et après cette application à la figure 4.29 et à la figure 4.30. À cause de la différence entre le gain réel de l'amplificateur *ERA5* et le gain qui a été utilisé dans la simulation (offert par le fournisseur) et également les erreurs de fabrication, le résultat des mesures est quantitativement différent de la simulation.

Mais qualitativement, la simulation, les mesures et les formules analytiques développées dans la section 1.6 sont en accord.

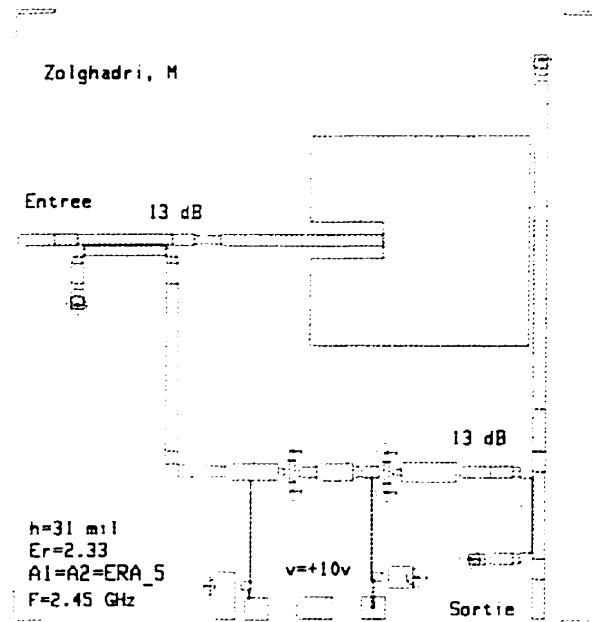


Figure 4.27: Masque de la version finale d'une antenne plaquée active à deux ports

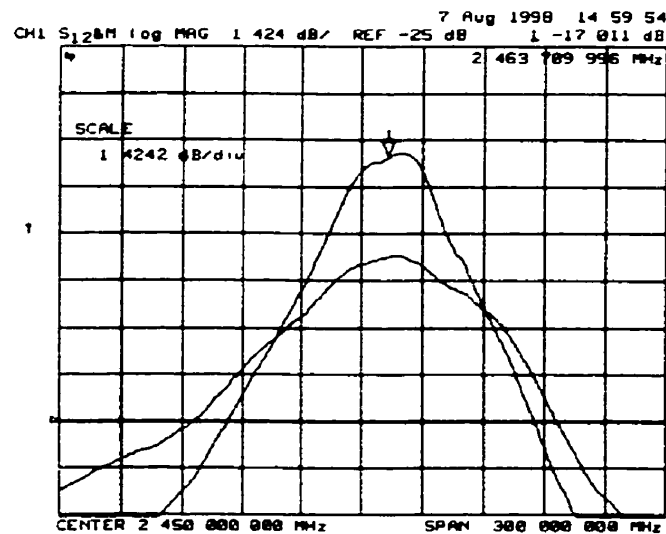


Figure 4.28: Perte d'insertion d'antenne à trois ports active et passive

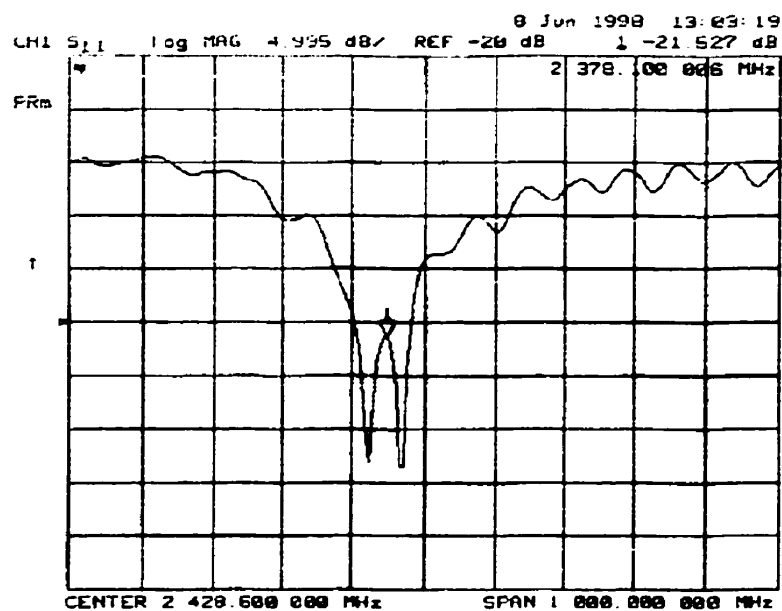


Figure 4.29: Perte de réflexion d'antenne plaquée à trois ports avec la boucle désactivée

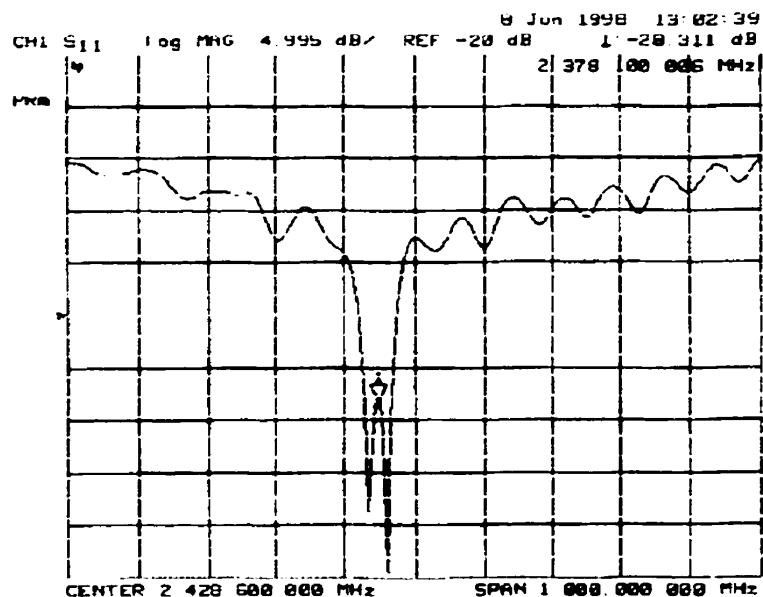


Figure 4.30: Perte de réflexion d'antenne plaquée à trois ports avec la boucle désactivée

4.5 Conclusion

On a présenté les étapes de la conception du résonateur actif. Il en résulte que le paramètre décisif dans cette conception est le déphasage dans la boucle active. Pour être le plus exact possible on a simulé tous les composants microruban avec MOMENTUM. Les résultats obtenus pour chaque composant microruban avec l'amplificateur ont ensuite été mis ensemble dans l'environnement de MDS. Au cours de ces deux étapes les résultats obtenus à partir des équations 3.6.9 et 3.6.10 ont été validés. Le résultat de mesure a été aussi en accord avec ceux de simulation et de calcul. On a constaté quelque décalage dans les valeurs et dans la fréquence de résonance de l'antenne plaquée active. Ces décalages sont attribuables à une modélisation simplifiée de l'amplificateur et aux erreurs de fabrication. Enfin, le facteur de qualité de notre antenne plaquée a été doublé.

CHAPITRE 5

Oscillateur radiant

5.1 Introduction

Un oscillateur de base est un circuit électrique “autonome” (énergie d’excitation nulle) dont les éléments passifs et actifs constitutifs contribuent à la génération d’un signal périodique. Normalement dans les systèmes de communication, l’oscillateur délivre un petit signal pour la modulation, d’un signal désirée, puis le signal modulé obtenu est mis en forme par un amplificateur de puissance et appliqué à l’antenne. Dans notre projet, en utilisant le résonateur radiant vu au chapitre 4 nous avons intégré tous les élément, d’un transmetteur dans une seule boucle oscillante en grande puissance.

Ce circuit comprend un amplificateur de puissance de 1 watt, un résonateur plaqué qui radie l’énergie électromagnétique en même temps et un déphaseur variable pour l’ajustement de la fréquence d’oscillation. On commence ce chapitre en expliquant la théorie concernant les oscillateurs sinusoïdaux et après on montrera les résultats obtenus.

5.2 Oscillateurs sinusoïdaux à réaction

Le fondement physique de la structure d'un oscillateur sinusoïdal à réaction repose sur la condition d'instabilité d'un système asservi bouclé fonctionnant en régime autonome (entrée de commande extérieure nulle). Cette condition implique celle de Barkhausen qui sera vue un peu plus loin.

Le schéma block de cette classe d'oscillateurs à structure supposée autonome, linéaire et bouclée correspond à la figure 5.1.

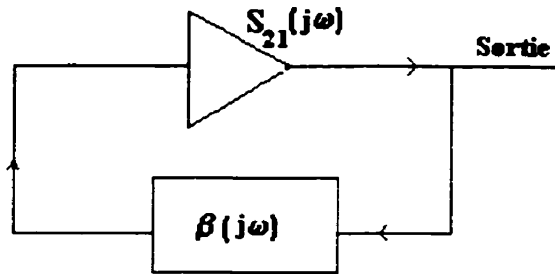


Figure 5.1: Oscillateur à contre-réaction

$S_{21}(s)$ et $\beta(s)$ représentent respectivement les gains des chaînes directe et inverse. La fonction de transfert entrée/sortie $F(s)$ est donnée par :

$$F(s) = \frac{S_{21}(s)}{1 - S_{21}(s)\beta(s)} \quad (5.2.1)$$

On note que la stabilité du système est dictée par la position des pôles, c'est à dire les racines de l'équation caractéristique $1 - S_{21}(j\omega)\beta(j\omega) = 0$. En particulier, si tous les pôles du système sont réels négatifs exceptés une paire de pôle conjuguée complexe $(\pm j\omega_0)$, le système laissé à lui-même, sous l'action des conditions initiales, oscillera éventuellement à la fréquence ω_0 . A cette fréquence, $S_{21}(j\omega)\beta(j\omega) = 1$ ce qui exige :

$$\arg(S_{21}(j\omega)\beta(j\omega)) \approx n \times 360^\circ \quad (5.2.2)$$

À cette fréquence, avec une entrée nulle, une sinusoïde de fréquence ω_0 pourra traverser la boucle et revenir inchangée. L'équation (5.2.2) indiquerait la possibilité de créer des oscillations (critère Barkhausen). En réalité, il n'y aurait aucun mécanisme de stabilisation de l'amplitude si le système était purement linéaire. Afin de stabiliser l'amplitude de l'oscillation, il faudrait faire appel à une non-linéarité du système qui sans affecter la phase d'une sinusoïde de fréquence ω_0 affecterait son amplitude. Un tel comportement non linéaire est présenté par la caractéristique de saturation de l'amplificateur monté dans la chaîne directe de la boucle.

5.3 Stabilité d'amplitude

Une analyse linéaire pour les circuits d'oscillateur nous permet de déterminer la fréquence d'oscillation. Par contre, les méthodes linéaires ne fonctionnent pas pour déterminer l'amplitude du signal généré. Le critère de stabilité expliqué par Nyquist (la même chose que le critère Barkhausen) nous dit que la fréquence d'oscillation est la fréquence à laquelle le déphasage total de la boucle est un multiple de 360° et il nous ne donne aucune information concernant l'amplitude de l'oscillation.

Pour déterminer l'amplitude de l'oscillation, on devrait faire appel à une méthode de stabilisation d'amplitude. On présente ici deux méthodes pour déterminer et stabiliser l'amplitude de l'oscillation.

Dans la première méthode, on utilise la non-linéarité interne de l'amplificateur. À la fréquence d'oscillation (la fréquence où le déphasage total est un multiple de 360°) on doit augmenter le gain de la boucle ouverte à une valeur plus élevée que l'unité. Normalement cette valeur est 2 ou 3 fois (6 à 10dB) plus élevée que la valeur minimum du gain qui

déclenche l'oscillation. Comme l'amplitude s'accroît, l'amplificateur commence à se saturer, ce qui introduit une diminution du gain de la boucle ouverte. Ce processus interactif continue jusqu'à ce que l'amplitude se stabilise.

Les méthodes non linéaires qui sont utilisées pour déterminer l'amplitude d'oscillation, sont les méthodes approximatives. Alors, afin de déterminer l'amplitude de l'oscillation, pour la conception d'un oscillateur, il faut se baser sur une approche empirique.

La deuxième méthode pour déterminer l'amplitude de l'oscillation est l'utilisation d'un dispositif régulateur qui va être mis dans la boucle, ce qui va fixer le niveau de l'oscillation à une certaine valeur donnée.

Dans notre conception, nous avons choisi la première méthode basée sur le caractère non linéaire de l'amplificateur.

5.4 Stabilité de phase

La stabilité de phase ou de fréquence d'un oscillateur doit être considérée à long et à court terme. La stabilité à long terme dépend du coefficient de température et du taux de vieillissement des composants. Par contre, la stabilité à court terme est mesurée dans une période de quelques secondes ou même dans un temps plus court.

Une forme d'instabilité à court terme est liée aux petits changements dans la phase du système (bruit de phase). Dans ce contexte, on utilise la stabilité de phase dans le même sens que la stabilité de fréquence. La stabilité de fréquence montre à quel niveau la fréquence d'oscillation dépend des petits changements dans la phase du système en boucle ouverte. On peut dire qu'un système avec un taux de variation de phase en fonction de la fréquence ($\frac{\partial \phi}{\partial f}$) plus élevé sera plus stable.

À la figure (5.2), les déphasages concernant deux systèmes différents en boucle ouverte sont illustrés.

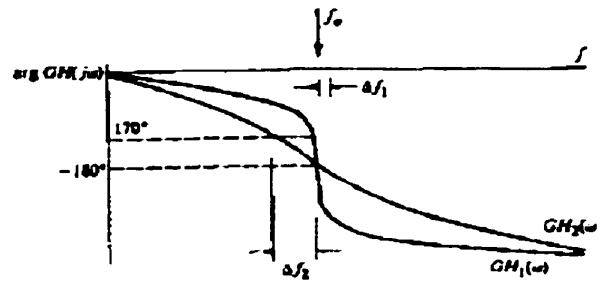


Figure 5.2: Déphasages suivant la fréquence

À la fréquence de résonance, le déphasage total de la boucle ouverte est égal à 360 degrés (rétroaction positive). Si un changement de phase est introduit dans la boucle (à cause de l'instabilité de phase dans l'amplificateur par exemple), la fréquence de résonance sera déplacée pour garder le déphasage total égal à 360.degré. L'effet d'une perturbation de phase sur la fréquence d'oscillation pour le système 1 est plus important que pour le système 2. On peut dire que $\frac{d\varphi}{df}$ est un facteur décisif pour déterminer la stabilité de la fréquence.

5.4.1 Le facteur de la stabilité de fréquence

Pour avoir une relation quantitative de la stabilité de phase, on considère le circuit résonant RLC en parallèle illustré à la figure (5.3).

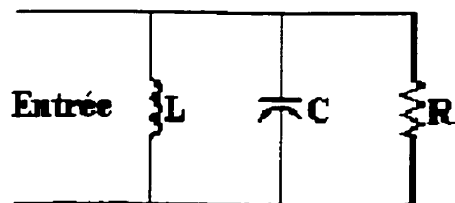


Figure 5.3: RLC parallèle

Pour ce circuit, l'impédance est calculée comme suit :

$$Z_T = \frac{V_o(j\omega)}{I(j\omega)} = \frac{R}{1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega}\right)} \quad (5.4.1)$$

où :

$$\omega_o = (LC)^{1/2} \text{ et } Q = \frac{R}{\omega_o L}$$

le déphasage de Z_T est :

$$\arg\left(\frac{V_o(j\omega)}{i(j\omega)}\right) = \phi = -\tan^{-1} Q\left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega}\right) \quad (5.4.2)$$

la dérivée de ϕ suivant la fréquence est égale à :

$$\frac{d\phi}{d\omega} = \frac{-Q^{-1}}{(Q^2)^{-1} + \left(\frac{\omega_o^2 - \omega^2}{\omega_o \omega}\right)^2} = \frac{\omega^2 + \omega_o^2}{\omega_o \omega^2} \quad (5.4.3)$$

à la fréquence de résonance on a :

$$\left. \frac{d\phi}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_o} = \frac{-2Q}{\omega_o} \quad (5.4.4)$$

Le facteur de la stabilité de fréquence (S_F) est défini comme la variation de phase divisé par la variation normalisé en fréquence, c'est à dire:

$$S_F = 2Q \quad (5.4.5)$$

S_F indique la stabilité à court terme de la fréquence de l'oscillation d'un oscillateur. L'équation (5.4.5) indique que plus le facteur de qualité du résonateur est grand, plus la stabilité de fréquence d'oscillateur est grande. C'est pour cela que les résonateurs avec les facteurs de qualité plus élevés sont préférés dans les oscillateurs à réaction. En plus un résonateur avec son Q élevé agit comme un filtre qui ne laisse pas passer les autres fréquences non désirées.

5.4.2 Bruit de phase

On va reformuler la question de stabilité de la fréquence, d'un autre point de vue. Une des caractéristiques la plus importante pour les oscillateurs est leur bruit de phase. À la figure (5.4), un graphe typique de la puissance à la sortie d'un oscillateur versus la fréquence est illustré. Pour un oscillateur idéal, ce graphe doit être une seule droite verticale, ce qui indique que l'oscillateur produit une seule fréquence. Cependant à cause du bruit qui existe dans le circuit, le signal à la sortie de l'oscillateur est un signal modulé en fréquence. Normalement cette modulation est faible et se produit dans une bande étroite au voisinage de la fréquence centrale (quelque kHz).

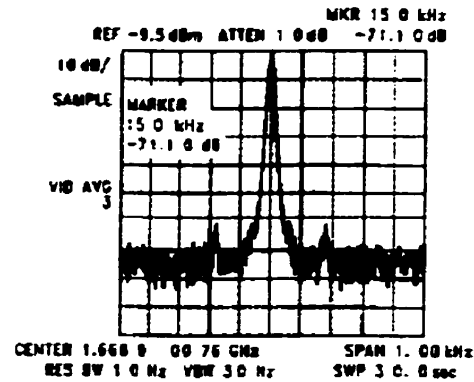


Figure 5.4: Mesure du bruit de phase

Le bruit de phase est défini comme la puissance du signal à la sortie (dans une largeur de bande de 1 Hz) à une fréquence décalée f_m de la fréquence de la porteuse f_0 . On mesure la puissance à la sortie à $f = f_0 + f_m$ (où f_0 est la fréquence centrale). la différence (en dB) entre la puissance mesurée à cette fréquence et la puissance mesurée à la fréquence centrale donne la valeur du bruit de phase en dBc. Pour les oscillateurs micro-ondes, le bruit de phase est normalement entre -120dBc et -60 dBc.

5.4.3 La relation entre le bruit de phase et le facteur de qualité

Pour avoir une idée plus claire à propos de la relation entre le bruit de phase d'un oscillateur et le facteur de qualité du résonateur, on présente ici une formule quantitative, sans donner les détails de calcul[23]. Pour un oscillateur à contre-réaction positive on a :

$$\left(\frac{N_{op}}{C} \right)_{f_m} = \frac{kTB}{C} \frac{1}{8Q^2} \left(\frac{f_0}{f_m} \right)^2 \quad (5.4.6)$$

où :

$\left(\frac{N_{ap}}{C} \right)_{f_m}$: Le rapport entre la densité du bruit de phase et la puissance de la porteuse

(f_0)

kTB : Densité de puissance du bruit blanc

k : Constante de Boltzman

T : Température en degré Kelvin

B : Largeur de bande

C : Puissance de sortie à la fréquence f_0

f_0 : Fréquence de porteuse

f_m : Décalage de la fréquence de porteuse

Q : Facteur de qualité du résonateur RLC

5.5 Configuration de base

Notre oscillateur radiant est un oscillateur à contre-réaction. Dans la figure 5.5 le schéma bloc de cet oscillateur est illustré. Cette configuration est constituée d'un résonateur radiant et d'un amplificateur de puissance qui sont montés en boucle fermée. Pour ajuster la phase et le gain dans la boucle fermée, on utilise un déphaseur, un atténuateur et un amplificateur de petit signal, si nécessaire.

En utilisant un déphaseur ou un atténuateur variable dans la boucle, on pourrait utiliser ce circuit comme un transmetteur FM ou AM. La simplicité de design de ce circuit au niveau du système nous encourage à le considérer au détriment du transmetteur conventionnel dont la configuration est plus compliquée.

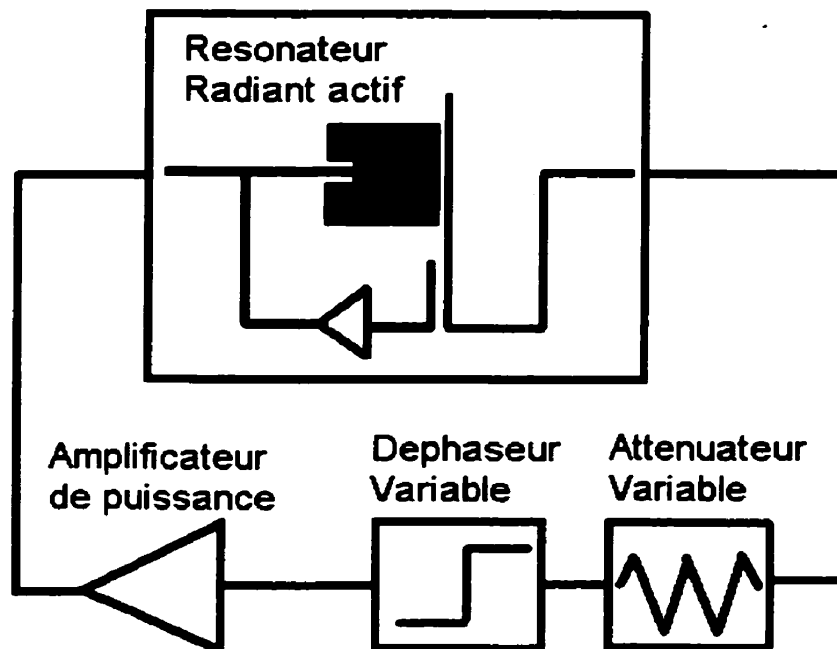


Figure 5.5: Schéma block d'oscillateur radiant

Pour une modulation en fréquence (FM), on peut mettre un déphaseur variable dans la boucle, qui serait contrôlé par le signal modulant. De la même façon, pour une modulation en amplitude (AM), on peut mettre un atténuateur variable dans la boucle.

Dans les prochaines sections, on expliquera chaque module de cet oscillateur.

5.5.1 Résonateur radiant

Pour cette partie du circuit, le résonateur radiant du chapitre 4 va être utilisé. Comme déjà expliqué, à cause d'une radiation forte de la part de ce résonateur, le facteur de qualité de celui-ci n'est pas assez élevé. Pour avoir une stabilité plus élevée pour la fréquence de l'oscillation et un bruit de phase le plus bas possible, on a appliqué la méthode de la boucle active qui augmente le facteur de qualité du résonateur.

Pour un oscillateur avec une contre-réaction positive, le facteur de qualité effectif du résonateur devient infiniment grand. Cette valeur quasiment infinie ne dépend pas vraiment du facteur de qualité réel du résonateur[24]

Pour un oscillateur le module du gain de la boucle ouverte, disons n , est égal à un. Q_2 est le facteur de qualité du résonateur après avoir fermé la boucle de l'oscillateur, tandis que Q_1 est le facteur de qualité du résonateur en boucle ouverte. On a:

$$Q_2 = \frac{Q_1}{1 - n}$$

Donc quand n tends vers un, Q_2 tends vers l'infini, ce qui nous assure une seule fréquence d'oscillation à un moment donné. Si le facteur de qualité Q_1 du résonateur n'est pas assez élevé, la condition de barkhausen pour amplitude($n=1$) sera valide pour une bande de fréquence, ce qui cause une instabilité dans la fréquence d'oscillation dans le temps (à cause du bruit de phase).

Dans les chapitres 1 et 4, on a suffisamment expliqué la méthode de la boucle active et la caractérisation de résonateur radiant fabriquée ainsi. Ce résonateur microruban est une antenne, donc la réflexion des signaux perturbe les caractéristiques de ce résonateur et à son tour change la fréquence de l'oscillation. Pour éviter ces perturbations, les méthodes suivantes sont proposées :

1- Conception d'une antenne avec une directivité plus élevée, en utilisant un réseau d'antenne microruban par exemple. Une autre façon consiste à éviter les réflexions, en mettant des murs métalliques aux quatre coins de l'antenne. Ces réflecteurs vont changer la fréquence de l'oscillation, ce qui devrait être corrigé par un déphaseur variable mis dans la boucle principale.

2- Utilisation d'un stabilisateur de phase en boucle fermée (Phase Locked Loop). Dans cette configuration, un échantillon du signal à la sortie est comparé avec un signal de référence. Si une différence entre les fréquences de ces signaux est détectée un déphasage proportionnel va se produire dans la boucle principale. Ce déphasage va changer la fréquence de l'oscillation et ce procédé va continuer jusqu'à ce que les deux fréquences coïncident.

Il semble que la deuxième solution complique un peu notre conception et de plus, une modulation de fréquence ne fonctionnera pas avec ce système. Alors, la première suggestion est plus simple à réaliser, d'ailleurs il faut bien installer cet oscillateur dans un endroit assez loin de toutes les interactions parasites possibles.

5.5.2 Atténuateur et déphaseur

Pour ajuster le gain de la boucle ouverte, on a mis un déphaseur dans la boucle principale. Pour que la radiation de cet oscillateur radiant soit la plus élevée possible, la fréquence d'oscillation doit être la même que la fréquence de résonance du résonateur, sinon le résonateur va réfléchir une partie de puissance d'entrée. Le déphaseur variable utilisé dans ce circuit a une perte d'insertion de 3dB.

Par ailleurs, avec un atténuateur variable monté dans la boucle, on peut diminuer le gain de la boucle ouverte (le cas échéant).

5.5.3 Amplificateur de puissance

Un amplificateur avec assez de puissance à la sortie doit être utilisé dans ce circuit. Dans notre cas un amplificateur de puissance avec 30dBm (au point de 1dBm de compression) à la sortie a été utilisé. Pour éviter l'interaction de la fréquence d'opération de l'amplificateur et la fréquence de résonance du résonateur, un amplificateur large

bande a été choisi [voire annexe 3]. Pour créer assez de gain (3 fois plus grand que celui qui déclenche les oscillations), un préamplificateur de petit signal est mis dans la boucle.

5.6 Mesure

On a fait deux types de mesure:

1- Mesure de la boucle ouverte: c'est pour mieux voir l'effet du circuit d'amélioration du facteur de qualité.

2- Mesure de la boucle fermée: c'est pour constater et mesurer la signal produit par oscillateur radiant.

5.6.1 Mesures de la boucle ouverte

Pour avoir une idée plus claire de point de vue pratique, concernant l'amélioration du facteur de qualité, on a réalisé le montage de la figure 5.6.

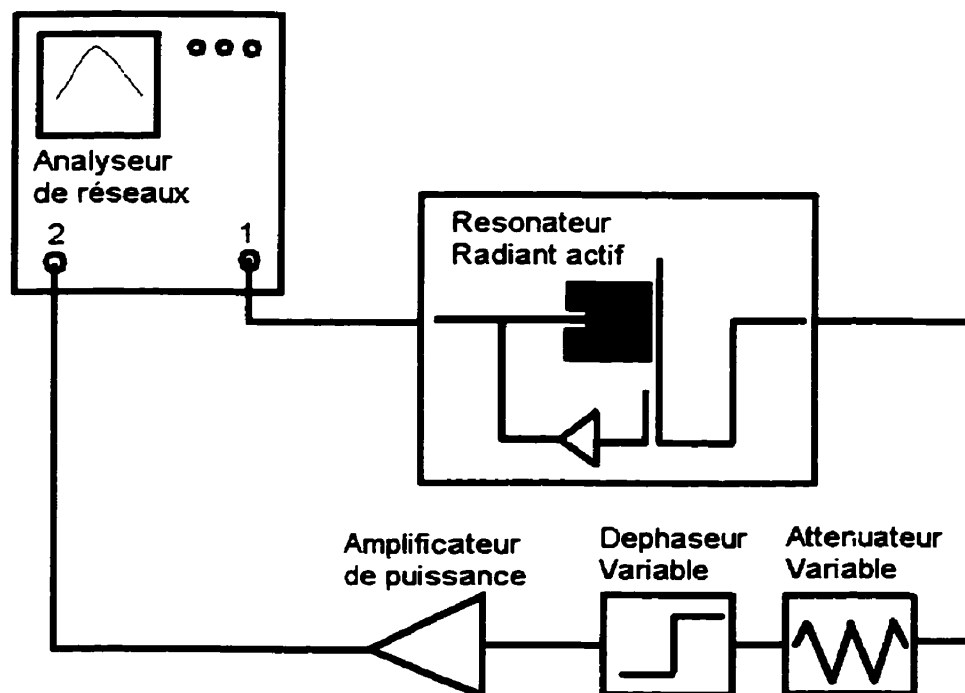


Figure 5.6: Montage utilisé pour le mesure du circuit d'oscillateur à boucle ouverte.

On peut voir S_{21} de ce système avant et après avoir amélioré le facteur de qualité du résonateur radiant, à la figure 5.7 et 5.8 respectivement.

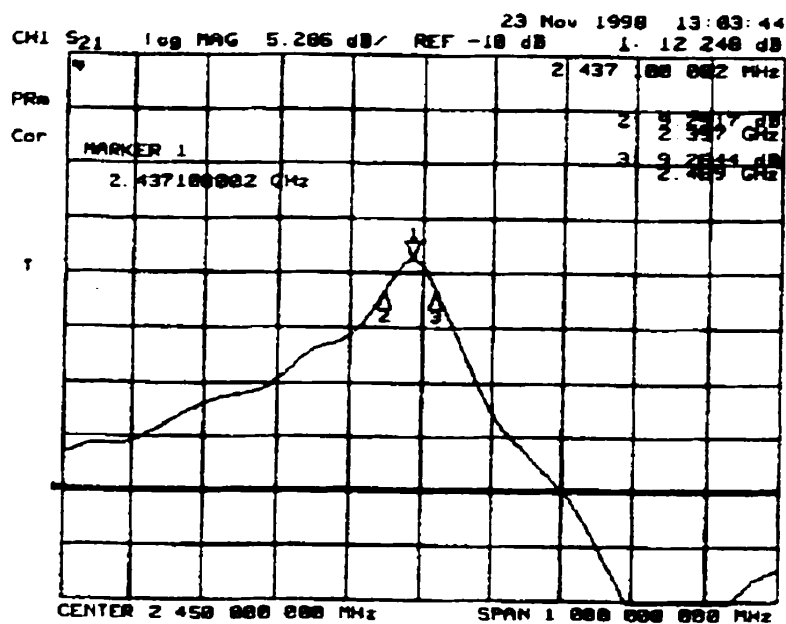
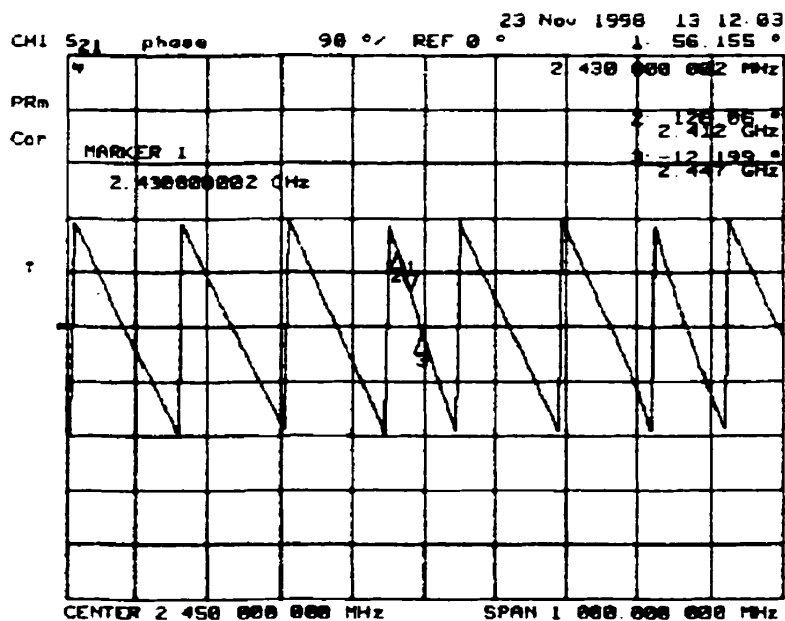


Figure 5.7.a : Amplitude du gain de la boucle ouverte sans amélioration du facteur du qualité



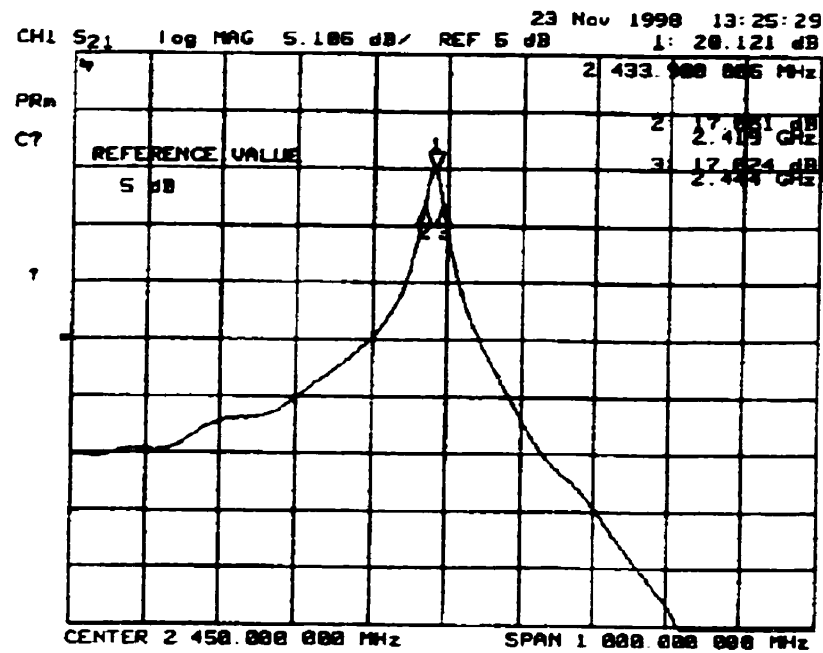


Figure 5.8.a: Amplitude du gain de la boucle ouverte avec amélioration du facteur de qualité

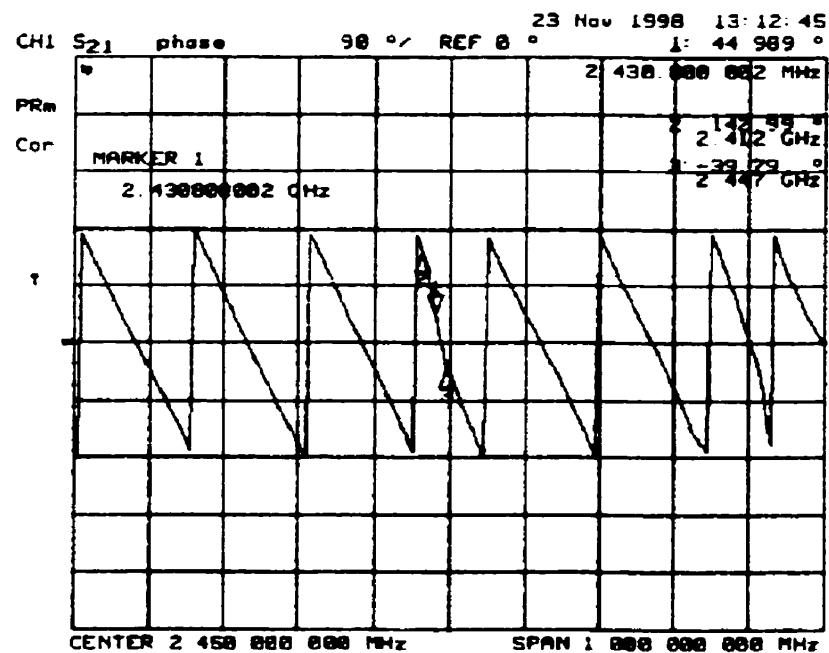


Figure 5.8.b: Phase du gain de la boucle ouverte avec amélioration du facteur de qualité

En faisant un balayage en puissance de sortie d'analyseur de reseau, la variation du gain de la boucle ouverte (S_{21} de la figure 5.6) est illustré à la figure 5.9.

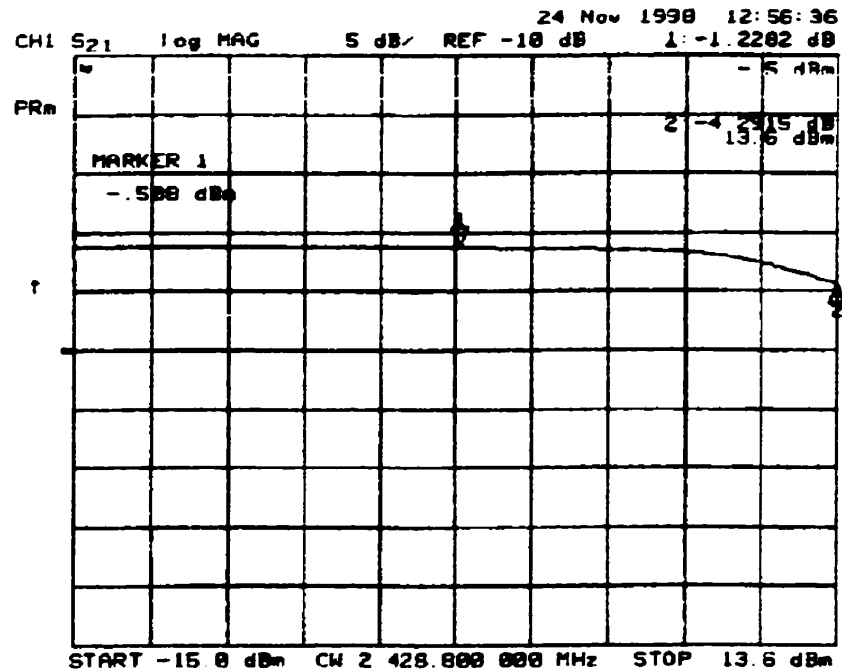


Figure 5.9: Courbe AM/AM du gain de la boucle ouverte.

5.6.2 Mesures de la boucle fermée

À la figure 5.10, le schéma bloc de montage de test pour cette étape est illustré. On utilise une antenne attachée à l'analyseur de spectre comme récepteur. Pour juxtaposer la fréquence d'oscillation de l'oscillateur et la fréquence de résonateur radiant, le déphasage dans la boucle d'oscillateur est variée pour une réception maximum.

Après avoir ajusté le déphaseur variable, on fait les mesures à partir du montage de la figure 5.10.

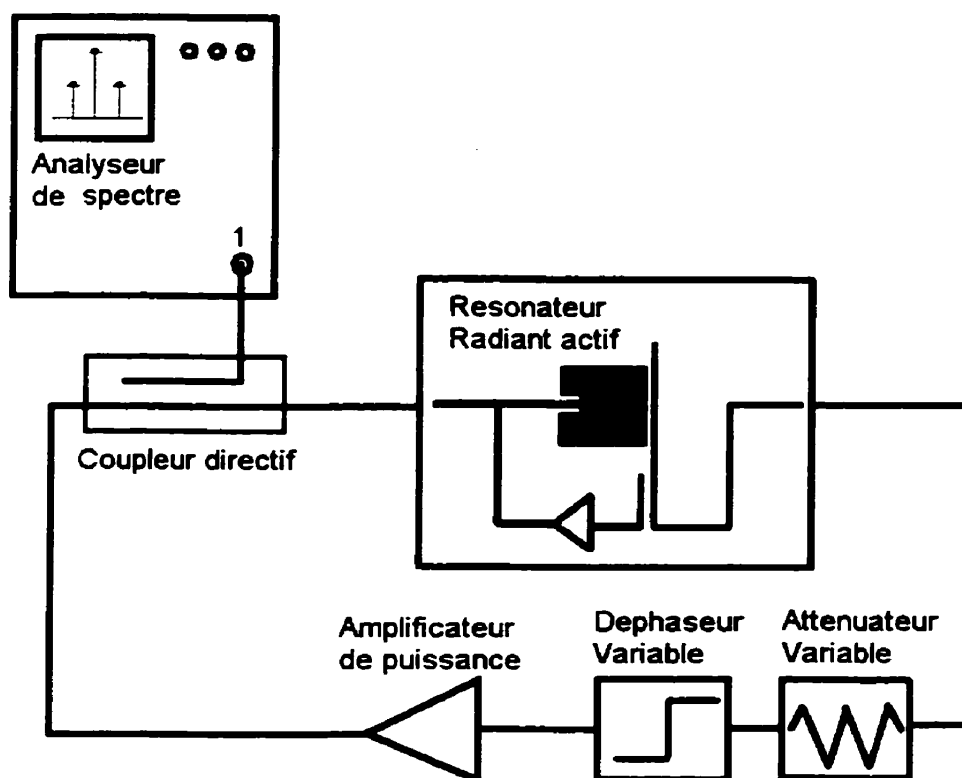


Figure 5.10: Le montage de mesure de l'oscillateur radiant en boucle fermée.

Amplificateur de puissance utilisé dans le circuit de la figure 5.10 est large bande et capable de fournir une puissance de 1 watt à la sortie (anex x). La courbe AM/AM (variation du gain suivant la puissance d'entrée) de cet amplificateur est illustré à la figure 5.11.

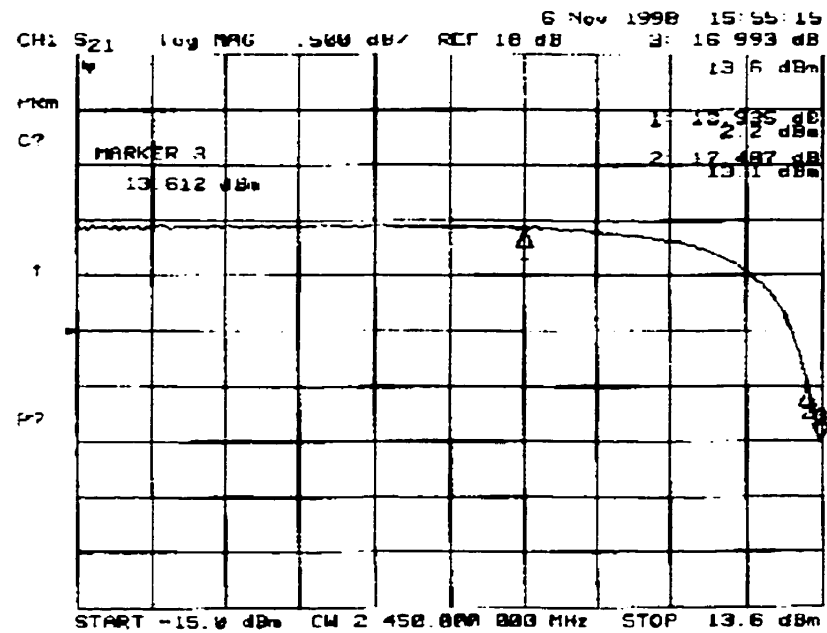


Figure 5.11: Courbe AM/AM d'amplificateur de puissance

Dans la figure 5.12, le signal mesuré à l'entrée du résonateur (échantillonné par le coupleur directif montré à la figure 5.10) est illustré.

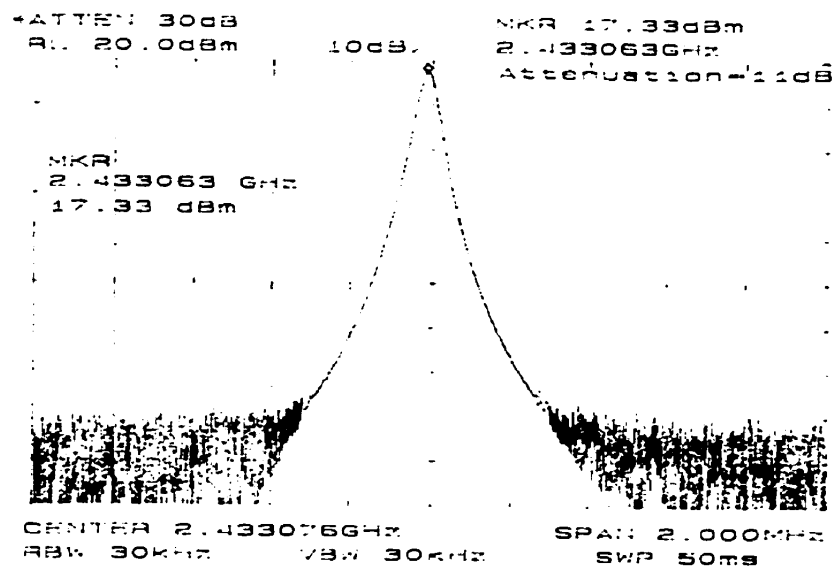


Figure 5.12: Signal produit par oscillateur

À la figure 5.13, on observe la stabilité à court terme de l'oscillateur. Dans cette mesure, tous les obstacles ont été évités aux voisinages du résonateur radiant, pendant une heure.

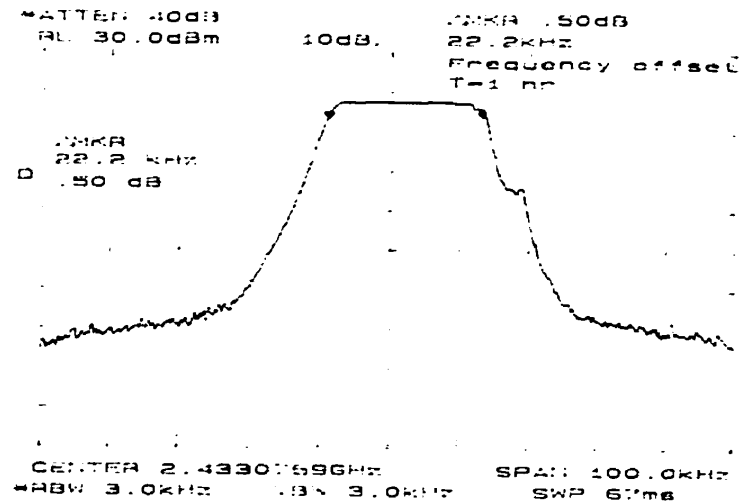


Figure 5.13: Sortie de l'oscillateur enregistrée pendant une heure

À la figure 5.14, la stabilité de la fréquence d'oscillation en présence des obstacles est montrée. Dans cette mesure on a essayé de simuler toutes les interventions parasites possibles.

À la figure 5.15 et 5.16, le bruit de phase mesuré est illustré. Il faut noter que le bruit de phase a été mesuré à partir de deux ajustements différents d'analyseur de spectre. Comme c'est montré à la figure 5.10 et 5.11, Pour le premier montage on a 44 dBc (offset=5kHz) et pour la deuxième configuration (offset=2 kHz) on a 27 dBc pour le bruit de phase.

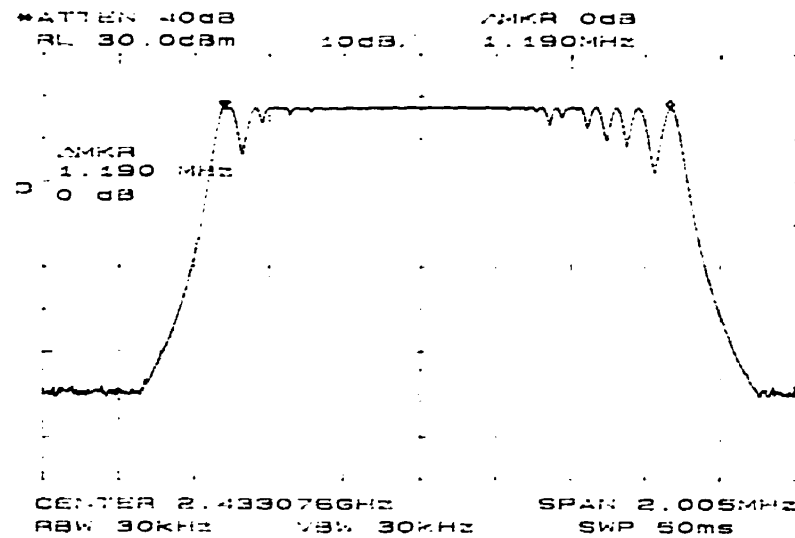


Figure 5.14: Sortie de l'oscillateur enregistré en présence des obstacles

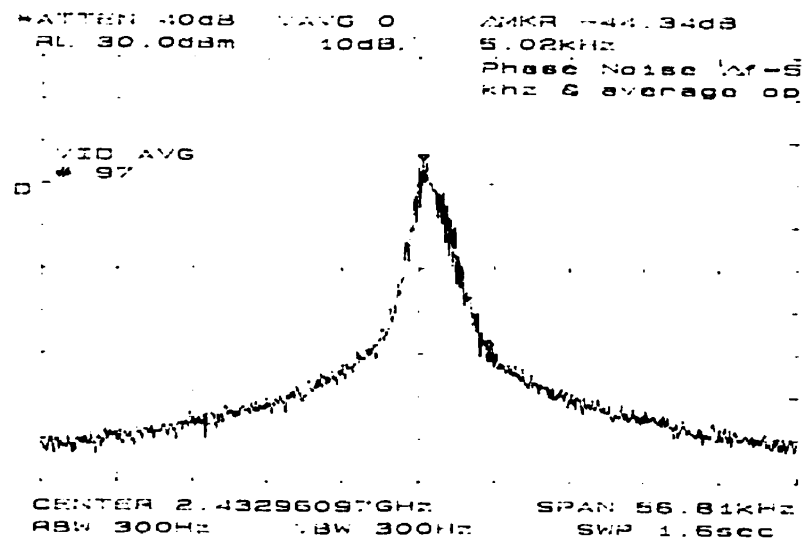


Figure 5.15: Mesure du bruit de phase (offset 5 kHz)

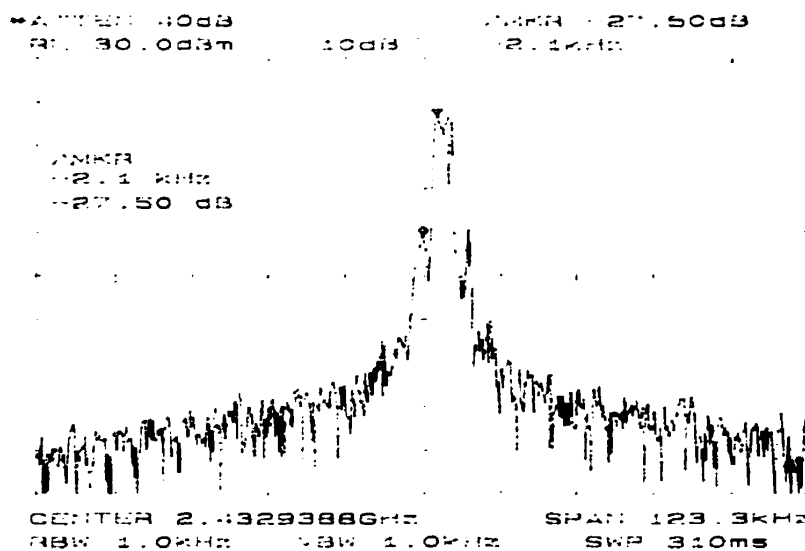


Figure 5.16: Mesure du bruit de phase (offset= 2kHz)

Le deuxième et troisième harmonique sont montrés respectivement aux figures 5.17 et 5.18. Pour le deuxième harmonique, on a 35 dBc de différence par rapport à la fréquence fondamentale, celui de la troisième harmonique est égal à 39 dBc.

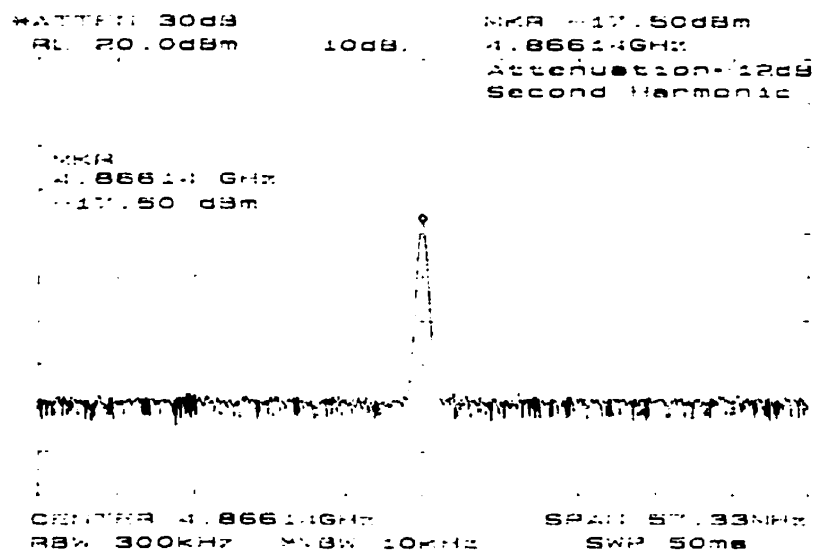


Figure 5.17: Deuxième harmonique.

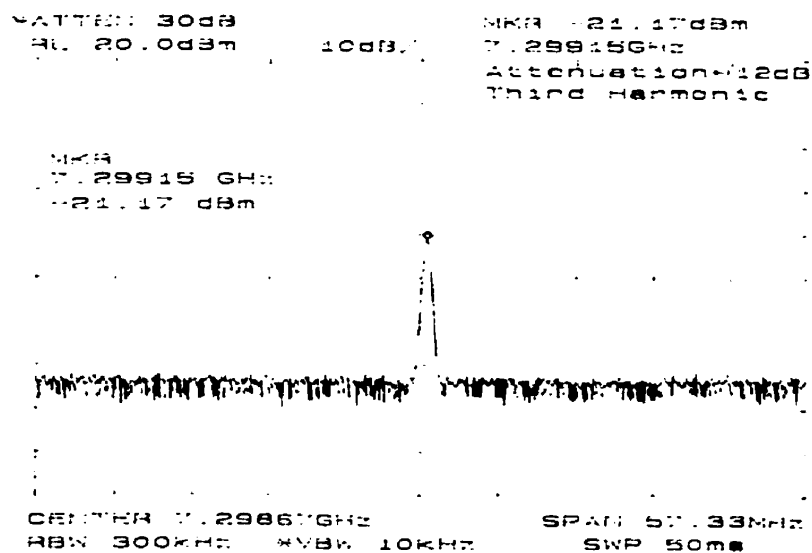


Figure 5.18: Troisième harmonique

5.7 Conclusion

Dans ce chapitre on a expliqué une application du résonateur actif radiant développé au chapitre 4. La théorie de cette oscillateur est la même chose que la théorie des oscillateur sinusoïdaux a boucle réactive. Cet oscillateur est très sensible aux mouvements avoisinents et aux obstacles proches de l'antenne. L'utilisation de ce circuit dans un système de communication demandera un système de stabilisation de fréquence contre les mouvements et les obstacles.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Au cours de ce travail, on a conçu et réalisé un oscillateur radiant à 2.45 GHz avec une puissance à la sortie de 30 dBm, c'est un circuit oscillant à contre-réaction avec un résonateur radiant actif en technologie microruban. Cet oscillateur est une boucle fermée qui comprend un amplificateur de puissance et un résonateur actif radiant. L'amplificateur de puissance est un amplificateur monolithique large bande à une puissance de 30 dbm à son point de compression de 1dB. Le résonateur actif radiant est une antenne plaquée en technologie microruban intégrée avec une boucle active. En fait, un amplificateur intégré sur le même substrat que l'antenne plaquée, amplifie un échantillon du signal au bord de l'antenne plaquée et le réinjecte à son entrée. Ainsi on est arrivé à réaliser un multiplicateur de facteur de qualité qui permet de doubler le facteur de qualité de l'antenne plaquée sans perturber sa performance du point de vue rayonnement.

Le résonateur microruban du circuit oscillant constitue une antenne dont la réflexion des signaux émis perturbe ses propre caractéristiques et par conséquent change la fréquence d'oscillation. Pour remédier à ce problème, on propose les solutions suivantes:

- 1- Conception d'une antenne avec une directivité plus élevée, en utilisant par exemple un réseau d'antenne microruban.
- 2- Utilisation d'un stabilisateur de phase en boucle fermée (Phase Locked Loop)

La deuxième solution propose d'ajouter stabilisateur de phase en boucle fermée, ce dernier fixe la fréquence, donc une modulation de fréquence n'est plus possible. D'où la première solution est avéré plus simple à réaliser et plus intéressante.

En mettant un modulateur dans la boucle principale, on peut effectuer la modulation en fréquence ou en amplitude. En ce qui concerne la modulation en phase on peut mettre un déphaseur variable à base des diodes Varactor juste à l'entrée de l'amplificateur de puissance. De la même façon un atténuateur variable à base des diodes PIN peut effectuer une modulation en amplitude.

La tendance actuelle dans télécommunication micro-onde est de diminuer la taille des circuits en faisant l'intégration des composants RF. La technologie MMIC est en pleine croissance, l'intégration et l'implantation des différents éléments dans un seul module est devenue une tâche relativement simple. La configuration proposée pourrait bien être le sujet d'un tel développement. Le nombre limité des éléments utilisés dans cette configuration suggère la possibilité de faire des transmetteurs RF performant en petite taille.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Kai Fong Lee, Wei Chen. Advances in Microstrip and Printed Antenna, 1997, Jhon Wiley & Sons, pp224-231.
- [2] Terry Edwards, Foundations for Microstrip Circuit Design, 1995 John Wiley and sons.
- [3] B.Y.Kapelevich, "Microwave Active Filters", Tutorial presented to international conference 97 on high power Microwave Electronics Measurements, Identification, Applications (MIA_ME'97), pp 270-279.
- [4] Chi-Yang Chang and Tatsuo Itoh, "Microwave Active Filters Based on Coupled Negative Resistance Method", IEEE transactions on Microwave Theory and techniques, vol. 38, no 12, December 1990.
- [5] H. Pues and A. Van de Capelle, "Accurate Transmission Line Model for the Rectangular Microstrip Antenna", IEE proceedings, Vol. 131, pp 334-340, 1984
- [6] D.M.Pozar and D.H. Schaubert, Miccrostrip Antennas: The Analysis and Design of Microstrip Antennas and Arrays, IEEE press, New York, 1995.
- [7] Keith R. Carver and James W. Mink. "Microstrip Antenna Technology", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, VOL> AP-29, No 1, January 1981.
- [8] D. Theroude, M. Himdi, and J. P. Daniel, "CAD oriented Cavity Model for Rectangular Patches", Electronic letters, vol. 26, pp842-844, 1990.

- [9] David R. Jackson, Stuart A. Long, Jeffery T. Williams and Vickie B. Davis, “Computer-Aided Design of Rectangular Microstrip Antennas”, Advances in Microstrip and printed antennas, John Wiley and sons, 1997.
- [10] H. A. Wheeler, “Transmission Line Properties of Parallel Strips Separated by a Dielectric Sheet” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. Vol. MTT-13, pp. 172-185
- [11] K.C. Gupta, M. D. Abouzahra, "Microstrip Patch Antennas", Analysis and design of planar microwave components , A selected reprint volume,IEEE Microwave Theory and Techniques Society, sponsor. New York : Piscataway, NJ : Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. ; IEEE Press, c1994.
- [12] K.C. Gupta, M. D. Abouzahra. "Microstrip Patch Antennas", Analysis and design of planar microwave components , A selected reprint volume", "IEEE Microwave Theory and Techniques Society, sponsor". New York : Piscataway, NJ : Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. ; IEEE Press, c1994
- [13] J. R. James and and P.S. Hall, "Handbook of Microstrip Antennas".1982
- [14] Harington, RF, “ Field Computation by Moments Methods”. New york, MacMillan, 1968.
- [15] E.O. Hamerestad,” Equations for Microstrip Circuit Design”, In proceedings, 5th European Microwave Conference, pp.268-272, Humburg 1975.
- [16] J. R. James, P.S. Hall and C. Wood. Microstrip Antennas Theory and Design. Peter Pregrinus, Stevenage U.K. 1981.

- [18] D.M.Posar, "Rigorous Closed-Form Expressions for the surface wave loss of Printed Antennas", electronic letters, vol 26, pp. 954-956,1990
- [19] Kai Fong Lee,Wei Chen. Advances in Microstrip and Printed Antenna, 1997. Jhon Wiley & Sons, pp246.
- [20] Terry Edwards, Foundations for Microstrip Circuit Design,1995 John Wiley and sons, Chapter 6.
- [21] Akhtarzad, S. Rowbotham, T. R. and Jones, P. B. " The Design of Microstrip Lines", IEEE Transactions, MTT-23, No. 6, June 1975, pp. 486-492
- [22] Easter B. et al., "Theoretical and Experimental Methods for Evaluating Discontinuities in Microstrip", Radio and Electronics Engineer, 48, No ½,Jan/feb 1978, pp. 73-84
- [23] W.P. Robins, "Phase Noise in Signal Sources", Peter Peregrinus Ltd,1984,pp.53
- [24] W.P. Robins, "Phase Noise in Signal Sources", Peter Peregrinus Ltd,1984,pp.48-60.

Annex 1

Les spécifications de transistor FET ne34018

NEC

GaAs HJ-FET L TO S BAND LOW NOISE AMPLIFIER (New Plastic Package)

NE34018**FEATURES**

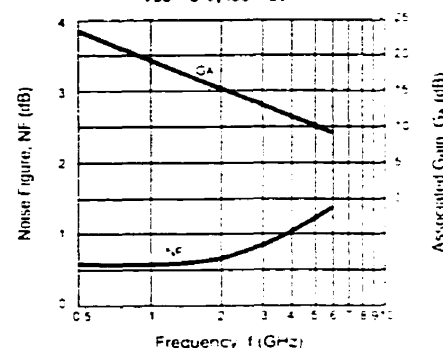
- **LOW COST MINIATURE PLASTIC PACKAGE**
(SOT-343)
- **LOW NOISE FIGURE:**
0.6 dB typical at 2 GHz
- **HIGH ASSOCIATED GAIN:**
16.0 dB typical at 2 GHz
- $L_g = 0.6 \mu\text{m}$, $W_g = 400 \mu\text{m}$
- **TAPE & REEL PACKAGING**

DESCRIPTION

The NE34018 is a low cost gallium arsenide Hetero-Junction FET housed in a miniature (SOT-343) plastic surface mount package. The device is fabricated using ion implantation for improved RF and DC performance, reliability, and uniformity. Its low noise figure, high gain, small size and weight make it an ideal low noise amplifier transistor in the 1-3 GHz frequency range. The NE34018 is suitable for GPS, PCS, WLAN, MMDS, and other commercial applications.

NEC's stringent quality assurance and test procedures ensure the highest reliability and performance.

**NOISE FIGURE & ASSOCIATED
GAIN vs. FREQUENCY**
 $V_{DS} = 3 \text{ V}$, $I_{DS} = 20 \text{ mA}$



18 Package

SOT-343 Style

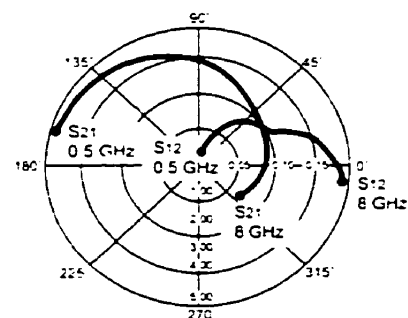
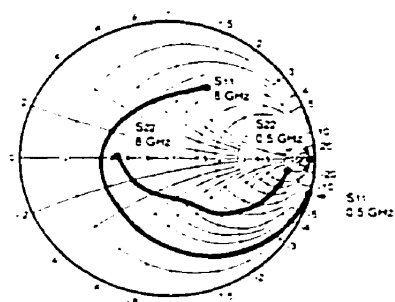
ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$)

PART NUMBER PACKAGE OUTLINE			NE34018 18		
SYMBOL	PARAMETERS AND CONDITIONS	UNITS	MIN	TYP	MAX
NF	Noise Figure at $V_{DS} = 2 \text{ V}$, $I_D = 5 \text{ mA}$, $f = 2 \text{ GHz}$	dB		0.6	1.0
GA	Associated Gain at $V_{DS} = 2 \text{ V}$, $I_D = 5 \text{ mA}$, $f = 2 \text{ GHz}$	dB	14.0	16.0	
P_{1dB}	Output Power at 1 dB Gain Compression Point, $f = 2 \text{ GHz}$ $V_{DS} = 2 \text{ V}$, $I_{DS} = 10 \text{ mA}$ $V_{DS} = 3 \text{ V}$, $I_{DS} = 30 \text{ mA}$	dBm dBm		12 16.5	
G_{1dB}	Gain at P_{1dB} , $f = 2 \text{ GHz}$ $V_{DS} = 2 \text{ V}$, $I_{DS} = 10 \text{ mA}$ $V_{DS} = 3 \text{ V}$, $I_{DS} = 30 \text{ mA}$	dB dB		17.0 17.5	
O/P I_{P3}	Output I_{P3} at $f = 2 \text{ GHz}$, $\Delta f = 1 \text{ MHz}$ $V_{DS} = 2 \text{ V}$, $I_{DS} = 10 \text{ mA}$ $V_{DS} = 2 \text{ V}$, $I_{DS} = 30 \text{ mA}$	dBm dBm		23 32	
I_{DSS}	Saturated Drain Current at $V_{DS} = 2 \text{ V}$, $V_{GS} = 0 \text{ V}$	mA	30	80	120
V_P	Pinch Off Voltage at $V_{DS} = 2 \text{ V}$, $I_D = 100 \mu\text{A}$	V	-2.0	-0.8	-0.2
g_m	Transconductance at $V_{DS} = 2 \text{ V}$, $I_D = 5 \text{ mA}$	mS	30		
I_{GSC}	Gate to Source Leakage Current at $V_{GS} = -3 \text{ V}$	μA		0.5	10
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance (Channel to Ambient)	$^\circ\text{C/W}$		833	

Note

1. Typical values of noise figures and associated gain are those obtained when 50% of the devices from a large number of lots were individually measured in a circuit with the input individually tuned to obtain the minimum value. Maximum values are criteria established on the production line as a "go-no-go" screening test with the fixture tuned for the "generic" type but not for each specimen.

California Eastern Laboratories

TYPICAL SCATTERING PARAMETERS (T_A = 25 °C)V_{DS} = 2 V, I_{DS} = 5 mA

FREQUENCY (GHz)	S ₁₁		S ₂₁		S ₁₂		S ₂₂		K	MAG ¹ (dB)
	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG		
0.50	0.984	-15.1	4.945	165.0	0.020	80.6	0.807	-7.2	0.135	23.931
0.60	0.979	-18.0	4.908	162.3	0.023	78.9	0.803	-8.6	0.152	23.292
0.70	0.973	-21.0	4.899	159.4	0.027	77.0	0.798	-10.0	0.174	22.567
0.80	0.965	-23.9	4.871	156.7	0.031	75.3	0.793	-11.5	0.195	21.963
0.90	0.958	-26.8	4.843	153.9	0.034	73.7	0.788	-12.9	0.213	21.536
1.00	0.949	-29.8	4.825	151.1	0.036	72.1	0.781	-14.4	0.231	21.037
1.20	0.930	-35.7	4.783	145.6	0.045	68.7	0.767	-17.3	0.270	20.265
1.40	0.906	-41.5	4.723	140.2	0.052	65.4	0.751	-20.2	0.314	19.582
1.60	0.881	-47.5	4.660	134.7	0.058	62.2	0.734	-23.1	0.354	19.050
1.80	0.853	-53.6	4.605	129.3	0.064	59.1	0.715	-26.0	0.395	18.570
2.00	0.821	-59.8	4.531	123.8	0.070	56.0	0.696	-28.9	0.438	18.111
2.50	0.737	-76.3	4.332	110.5	0.082	48.2	0.648	-36.0	0.542	17.229
3.00	0.648	-94.2	4.092	97.6	0.092	41.4	0.600	-42.4	0.643	16.461
3.50	0.569	-113.6	3.805	85.3	0.098	35.3	0.556	-47.7	0.748	15.691
4.00	0.512	-133.0	3.516	73.9	0.102	30.5	0.518	-51.8	0.845	15.374
4.50	0.482	-150.9	3.248	63.8	0.105	27.2	0.480	-54.9	0.932	14.904
5.00	0.472	-165.2	3.025	54.7	0.108	25.3	0.444	-57.8	1.004	14.074
5.50	0.466	-175.7	2.846	46.4	0.112	24.5	0.405	-61.0	1.068	12.459
6.00	0.454	176.0	2.714	38.4	0.118	23.7	0.367	-65.4	1.107	11.622
6.50	0.456	167.9	2.601	30.5	0.126	22.4	0.331	-71.6	1.130	10.965
7.00	0.441	158.2	2.505	22.1	0.134	20.2	0.302	-80.8	1.149	10.372
7.50	0.422	144.3	2.417	13.3	0.142	18.0	0.283	-92.2	1.161	9.874
8.00	0.411	127.5	2.321	4.0	0.151	15.0	0.281	-105.9	1.152	9.503

Note

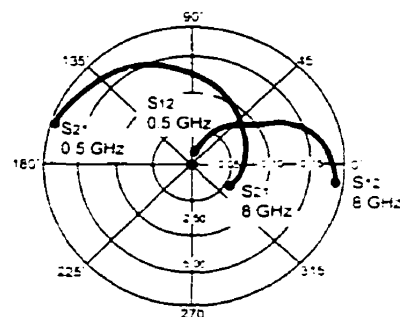
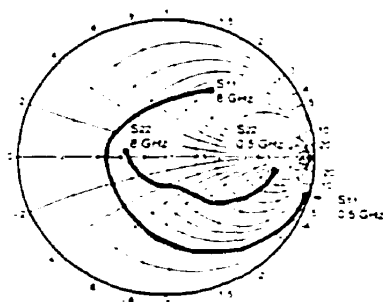
1 Gain Calculations

$$\text{MAG} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \left(K \pm \sqrt{K^2 - 1} \right). \text{ When } K \leq 1, \text{ MAG is undefined and MSG values are used. } \text{MSG} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|}, \quad K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |S_{12}|^2}{2 |S_{12}|^2}, \quad \Delta = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21}$$

MAG = Maximum Available Gain

MSG = Maximum Stable Gain

NE34018

TYPICAL SCATTERING PARAMETERS (T_A = 25°C)V_{DS} = 2 V, I_{DS} = 10 mA

FREQUENCY (MHz)	S ₁₁		S ₂₁		S ₁₂		S ₂₂		K	MAG ¹ (dB)
	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG		
0.50	0.978	-17.0	6.506	162.8	0.018	80.1	0.723	-7.5	0.178	25.776
0.60	0.969	-20.3	6.731	159.7	0.022	78.7	0.719	-9.1	0.200	24.657
0.70	0.960	-23.6	6.691	156.5	0.025	77.3	0.712	-10.5	0.224	24.276
0.80	0.949	-26.9	6.624	153.4	0.028	75.5	0.706	-12.0	0.253	23.740
0.90	0.938	-30.1	6.559	150.3	0.032	73.6	0.698	-13.4	0.281	23.117
1.00	0.924	-33.3	6.502	147.2	0.035	72.4	0.690	-14.9	0.307	22.650
1.20	0.897	-39.6	6.371	141.2	0.041	69.2	0.673	-17.6	0.355	21.914
1.40	0.865	-46.0	6.217	135.3	0.047	66.3	0.655	-20.6	0.410	21.215
1.60	0.831	-52.4	6.065	129.5	0.053	63.4	0.635	-23.4	0.460	20.586
1.80	0.796	-58.7	5.912	123.9	0.058	60.7	0.614	-26.1	0.509	20.053
2.00	0.757	-65.1	5.750	118.3	0.063	58.1	0.594	-28.6	0.560	19.603
2.50	0.652	-81.9	5.336	105.0	0.074	51.7	0.546	-35.3	0.677	18.550
3.00	0.563	-100.1	4.909	92.4	0.083	46.5	0.501	-41.2	0.762	17.719
3.50	0.483	-119.7	4.478	80.6	0.091	41.8	0.463	-45.9	0.873	16.920
4.00	0.432	-139.4	4.060	70.2	0.097	38.1	0.429	-49.5	0.952	16.239
4.50	0.409	-157.2	3.733	60.8	0.103	35.1	0.398	-53.3	1.018	14.771
5.00	0.406	-171.0	3.448	52.3	0.109	33.2	0.363	-53.8	1.057	13.536
5.50	0.408	179.2	3.223	44.5	0.117	31.6	0.327	-55.6	1.085	12.618
6.00	0.411	171.4	3.050	37.0	0.126	29.9	0.293	-58.3	1.097	11.939
6.50	0.408	163.8	2.906	29.4	0.136	27.5	0.259	-62.6	1.106	11.320
7.00	0.397	154.5	2.782	21.5	0.145	24.1	0.232	-71.3	1.117	10.752
7.50	0.383	140.6	2.672	13.2	0.156	20.8	0.211	-83.2	1.112	10.296
8.00	0.376	123.6	2.560	4.4	0.166	16.5	0.204	-99.5	1.104	9.917

Note

1 Gain Calculations

$$\text{MAG} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \left(K = \frac{1}{K^2 + 1} \right). \text{ When } K = 1, \text{ MAG is undefined and MSG values are used. } \text{MSG} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|}, \quad K = \frac{1 + |S_{12}|^2 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2}{2 |S_{12}| |S_{22}|}, \quad \Delta = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21}$$

MAG = Maximum Available Gain

MSG = Maximum Stable Gain

TYPICAL SCATTERING PARAMETERS ($T_A = 25^\circ\text{C}$) $V_{DS} = 2\text{ V}$, $I_{DS} = 20\text{ mA}$

FREQUENCY (MHz)	S ₁₁		S ₂₁		S ₁₂		S ₂₂		K	MAG ¹ (dB)
	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG		
0.50	0.969	-18.6	8.533	160.6	0.017	81.2	0.635	-7.3	0.221	27.007
0.60	0.958	-22.1	8.416	157.3	0.020	79.4	0.631	-8.5	0.256	26.241
0.70	0.946	-25.7	8.331	153.6	0.023	77.8	0.624	-10.2	0.289	25.590
0.80	0.931	-29.2	8.211	150.4	0.026	76.4	0.617	-11.6	0.324	24.994
0.90	0.916	-32.7	8.092	147.1	0.029	75.1	0.610	-12.9	0.354	24.457
1.00	0.899	-36.1	7.982	143.7	0.032	73.8	0.601	-14.3	0.387	23.970
1.20	0.864	-42.9	7.737	137.3	0.037	71.1	0.584	-16.9	0.451	23.204
1.40	0.825	-49.3	7.469	131.1	0.043	68.5	0.566	-19.4	0.512	22.396
1.60	0.785	-55.8	7.205	125.2	0.048	66.1	0.547	-21.8	0.570	21.764
1.80	0.745	-62.1	6.948	119.5	0.053	63.8	0.527	-24.2	0.623	21.176
2.00	0.701	-68.6	6.692	113.9	0.058	61.7	0.509	-26.5	0.675	20.621
2.50	0.596	-85.3	6.075	100.9	0.069	56.6	0.467	-32.4	0.786	19.447
3.00	0.499	-103.3	5.495	88.9	0.079	52.0	0.428	-37.8	0.879	18.423
3.50	0.422	-123.1	4.953	77.8	0.088	47.9	0.397	-42.4	0.952	17.504
4.00	0.374	-142.9	4.477	67.8	0.096	44.3	0.369	-45.8	1.009	16.118
4.50	0.357	-160.6	4.073	58.9	0.104	41.1	0.340	-47.7	1.047	14.596
5.00	0.359	-174.1	3.745	50.9	0.112	38.6	0.310	-48.6	1.073	13.589
5.50	0.366	-176.6	3.467	43.4	0.122	36.2	0.278	-49.1	1.064	12.756
6.00	0.372	-169.3	3.285	36.2	0.133	33.6	0.248	-50.0	1.054	12.160
6.50	0.372	-162.1	3.118	29.0	0.144	30.4	0.219	-52.7	1.066	11.571
7.00	0.365	-153.0	2.975	21.4	0.154	26.4	0.193	-60.2	1.090	11.031
7.50	0.353	-139.1	2.852	13.4	0.165	22.2	0.169	-72.2	1.088	10.569
8.00	0.348	-122.0	2.729	5.0	0.176	17.4	0.156	-91.3	1.079	10.189

Note

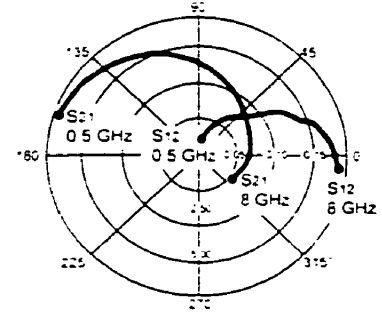
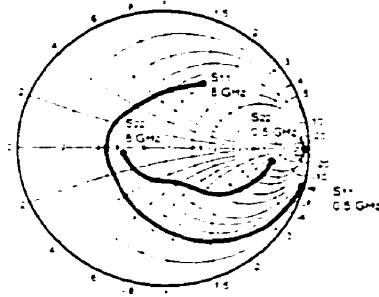
¹ Gain Calculations

$$\text{MAG} = \frac{S_{21}}{S_{11}} \left(K = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{21}|^2} \right) \text{ When } K > 1, \text{ MAG is undefined and MSG values are used. } \text{MSG} = \frac{S_{21}}{S_{11}} \quad K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 |S_{11}| |S_{22}|} \quad \Delta = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21}$$

MAG = Maximum Available Gain

MSG = Maximum Stable Gain

NE34018

TYPICAL SCATTERING PARAMETERS (T_A = 25 °C)V_{DS} = 3 V, I_{DS} = 10 mA

FREQUENCY (GHz)	S ₁₁		S ₂₁		S ₁₂		S ₂₂		K	MAG ¹ (dB)
	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG		
0.50	0.977	-17.0	6.912	162.9	0.016	80.5	0.744	-7.5	0.170	25.843
0.60	0.969	-20.2	6.836	159.7	0.021	79.0	0.740	-9.0	0.194	25.126
0.70	0.959	-23.5	6.795	156.5	0.024	77.1	0.733	-10.4	0.226	24.520
0.80	0.948	-26.8	6.726	153.4	0.027	75.4	0.727	-11.9	0.252	23.965
1.00	0.937	-30.0	6.659	150.3	0.031	73.7	0.719	-13.3	0.276	23.320
1.20	0.923	-33.2	6.602	147.2	0.034	72.4	0.712	-14.8	0.302	22.862
1.40	0.895	-39.6	6.467	141.2	0.040	69.1	0.695	-17.5	0.355	22.066
1.60	0.863	-45.8	6.310	135.3	0.045	66.2	0.676	-20.3	0.410	21.468
1.80	0.829	-52.1	6.152	129.5	0.051	63.5	0.656	-23.0	0.459	20.814
2.00	0.793	-58.4	5.996	123.9	0.056	60.8	0.636	-25.7	0.508	20.297
2.50	0.754	-64.8	5.830	118.3	0.061	58.0	0.616	-28.3	0.559	19.803
3.00	0.656	-81.4	5.407	105.1	0.071	52.1	0.568	-34.6	0.674	18.817
3.50	0.559	-99.2	4.973	92.7	0.080	46.7	0.524	-40.1	0.781	17.935
4.00	0.479	-118.5	4.538	81.1	0.087	42.3	0.486	-44.7	0.876	17.173
4.50	0.426	-138.0	4.138	70.6	0.093	38.9	0.454	-48.2	0.953	16.453
5.00	0.402	-155.8	3.788	61.2	0.099	36.4	0.422	-50.6	1.011	15.173
5.50	0.397	-169.6	3.500	52.8	0.105	34.6	0.389	-52.6	1.058	13.757
6.00	0.399	-179.6	3.274	45.0	0.112	33.3	0.355	-54.6	1.090	12.833
6.50	0.401	-172.6	3.101	37.6	0.121	31.8	0.322	-57.5	1.100	12.163
7.00	0.399	-165.2	2.956	30.1	0.131	29.6	0.290	-62.2	1.104	11.573
7.50	0.389	-156.1	2.832	22.3	0.140	26.6	0.264	-70.4	1.112	11.026
8.00	0.387	-144.7	2.758	15.4	0.153	20.4	0.245	-81.6	1.063	11.085
8.00	0.365	-125.8	2.614	5.4	0.161	19.3	0.240	-96.5	1.084	10.240

Note

1. Gain Calculations

$$MAG = \frac{S_{21}}{S_{11}} \left(K = \frac{1}{K^2 - 1} \right). \text{ When } K \leq 1, \text{ MAG is undefined and MSG values are used. } MSG = \frac{S_{21}}{S_{11}} \quad K = \frac{1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 |S_{11}| |S_{22}|}, \quad \Delta = S_{11} S_{22} - S_{21} S_{12}$$

MAG = Maximum Available Gain

MSG = Maximum Stable Gain

TYPICAL SCATTERING PARAMETERS (T_A = 25 °C)V_{DS} = 3 V, I_{DS} = 20 mA

FREQUENCY (GHz)	S ₁₁		S ₂₁		S ₁₂		S ₂₂		K	MAG ¹ (dB)
	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG		
0.500	0.969	-18.7	8.662	160.8	0.016	81.1	0.667	-7.3	0.215	27.335
0.600	0.957	-22.2	8.541	157.3	0.019	79.1	0.663	-6.8	0.255	26.528
0.700	0.945	-25.8	8.454	153.7	0.022	78.0	0.655	-10.2	0.262	25.846
0.800	0.930	-29.3	8.332	150.3	0.025	76.3	0.649	-11.6	0.318	25.226
0.900	0.915	-32.7	8.209	147.0	0.028	74.8	0.641	-12.9	0.350	24.671
1.000	0.898	-36.1	8.096	143.6	0.031	73.3	0.632	-14.3	0.384	24.169
1.200	0.862	-42.8	7.844	137.2	0.036	70.6	0.615	-16.9	0.447	23.382
1.400	0.823	-49.3	7.571	131.1	0.041	68.1	0.596	-19.3	0.509	22.664
1.600	0.781	-55.7	7.299	125.1	0.046	65.7	0.577	-21.7	0.569	22.005
1.800	0.741	-62.0	7.036	119.4	0.051	63.5	0.557	-24.0	0.621	21.398
2.000	0.697	-68.4	6.775	113.9	0.056	61.4	0.539	-26.4	0.670	20.827
2.250	0.644	-76.6	6.458	107.2	0.061	58.7	0.517	-29.3	0.731	20.248
2.500	0.591	-84.9	6.144	100.9	0.066	56.5	0.496	-32.0	0.786	19.669
2.750	0.541	-93.7	5.846	94.8	0.071	54.3	0.476	-34.7	0.833	19.157
3.000	0.493	-102.7	5.553	88.9	0.075	52.1	0.456	-37.1	0.884	18.695
3.500	0.415	-122.2	5.007	78.0	0.084	48.2	0.426	-41.5	0.956	17.753
4.000	0.368	-141.9	4.526	66.0	0.091	44.9	0.399	-44.7	1.016	16.198
4.500	0.349	-159.7	4.119	59.2	0.099	42.2	0.372	-46.8	1.052	14.796
5.000	0.349	-173.2	3.750	51.2	0.107	39.9	0.343	-48.1	1.077	13.794
5.500	0.357	177.4	3.532	43.8	0.116	37.9	0.313	-49.1	1.089	13.021
6.000	0.362	170.2	3.332	36.7	0.127	35.6	0.284	-50.6	1.086	12.405
6.500	0.363	163.3	3.166	29.5	0.138	32.7	0.255	-54.2	1.084	11.836
7.000	0.356	154.4	3.024	22.0	0.148	28.8	0.230	-61.8	1.067	11.307
7.500	0.343	140.7	2.902	14.1	0.160	25.0	0.208	-73.1	1.079	10.876
8.000	0.336	123.7	2.782	5.7	0.171	20.3	0.199	-89.6	1.067	10.531

Note

1. Gain Calculations

$$MAG = \frac{S_{21}}{S_{11}} \left(K = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} \right), \text{ When } K > 1, \text{ MAG is underlined and MSG values are used. } MSG = \frac{S_{21}}{S_{22}}, \quad K = \frac{1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 |S_{11}| |S_{22}|}, \quad \Delta = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21}$$

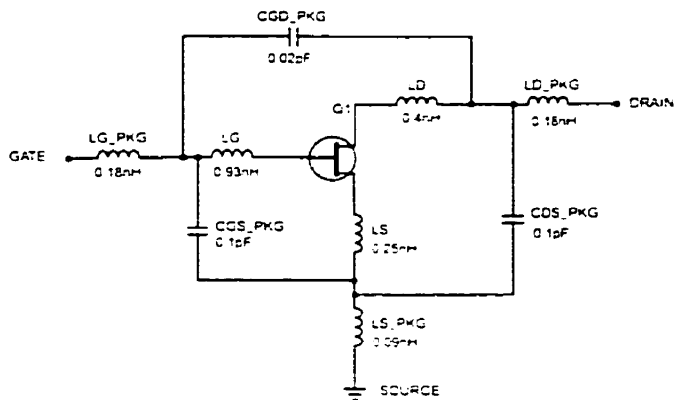
MAG = Maximum Available Gain

MSG = Maximum Stable Gain

NE34018

NE34018 NONLINEAR MODEL

SCHEMATIC

FET NONLINEAR MODEL PARAMETERS ⁽¹⁾

Parameters	Q1	Parameters	Q1
VTO	-0.6885	RG	4
VTOSC	0	RD	1.5
ALPHA	5	RS	2
BETA	0.1538	RGWET	0
GAMMA	0.036	KF	0
GAMMADC	0.03	AF	1
Q	1.8	TNOM	27
DELTA	0.25	XTI	3
VBI	0.7	EG	1.43
IS	3e-13	VTOTC	0
N	1	BETATCE	0
RIS	0	FFE	1
RID	0		
TAU	4e-12		
CDS	0.1e-12		
RDB	5000		
CBS	1e-11		
CGSO	0.95e-12		
CGDO	0.04e-12		
DELTA1	0.3		
DELTA2	0.05		
FC	0.5		
VBR	Infinity		

(1) Series IV Libra TOM Model

UNITS

Parameter	Units
time	seconds
capacitance	farads
inductance	henries
resistance	ohms
voltage	volts
current	amps

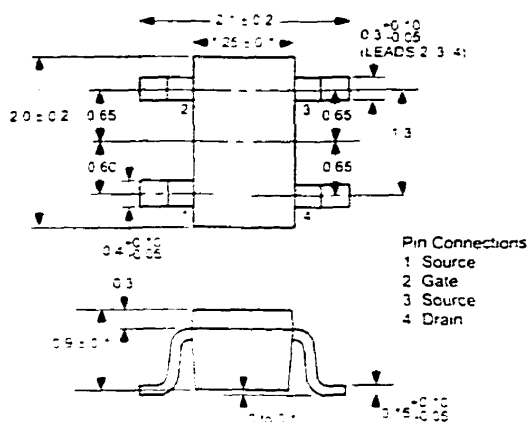
MODEL RANGE

Frequency 0.5 to 6 GHz
 Bias $V_{DS} = 1\text{ V to }3\text{ V}$, $I_D = 5\text{ mA to }40\text{ mA}$
 Date 6/97

NE34018

OUTLINE DIMENSIONS (Units in mm)

PACKAGE OUTLINE 18



ORDERING INFORMATION

PART NUMBER	QTY	LOSS RANGE (mA)	MARKING
NE34018	Bulk up to 3 K	30-120	V63 or V64
NE34018-T1-63	3 K/Reel	30-65	V63
NE34018-T1-64	3 K/Reel	60-120	V64

EXCLUSIVE NORTH AMERICAN AGENT FOR **NEC** RF MICROWAVE & OPTOELECTRONIC SEMICONDUCTORS
CEL CALIFORNIA EASTERN LABORATORIES • Headquarters • 4590 Pamela Henry Drive • Santa Clara, CA 95054 • 408-986-3500 • Telex 34-6193 • FAX 408-986-0275
 24 Hour Fax-On-Demand: 800-390-3232 (U.S. and Canada only) • Internet: <http://WWW.CEL.COM>
 DATA SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE

PRINTED IN USA ON RECYCLED PAPER 1298

Annex 2

Les spécifications d'amplificateur monolithique ERA5-sm



MONOLITHIC AMPLIFIERS

50Ω Drop-In & Surface Mount

BROADBAND DC to 8 GHz



All specifications at 25°C

MODEL NO.	FREQ. GHz	GAIN, dB Typical								MAXIMUM POWER, dBm at 2 GHz		DYNAMIC RANGE at 2 GHz		VSWR (1) Typ.				ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS	DC OPERATING POWER at Pin 3	THERMAL RESISTANCE	CAPD DATA	CASE STYLE	PRICE \$					
		over frequency, GHz								Output (1 dB Comp.) Typ.	Input (no amp.)	NF dB Typ.	SF3 dBm Typ.	In		Out												
		0.1	1	2	3	4	6	8	2 GHz	Min. @ 2 GHz	DC-3	3-4	4-7	7-10	DC-3	3-4	4-7	7-10	1 P	2 P	3 P							
ERA-1	DC-8	12.0	12.1	11.8	11.5	11.3	11.0	10.2	9	+0.3	11.7	9.7	5	5.3	25	1.6	1.8	1.5	1.9	75	330	40	1.6	455	3.56	AA105	10	1.2
ERA-2	DC-8	12.2	12.3	12.0	11.7	11.5	11.2	10.4	10	+0.3	12.8	10.8	5	4.7	25	1.6	1.4	1.4	1.4	75	330	40	1.6	455	3.56	AA105	10	1.2
ERA-3	DC-8	12.3	12.3	12.0	11.7	11.5	11.2	10.4	10	+0.3	12.8	10.8	5	4.7	25	1.6	1.4	1.4	1.4	75	330	40	1.6	455	3.56	AA105	10	1.2
ERA-4	DC-8	12.4	12.4	12.1	11.8	11.5	11.3	10.4	10	+0.3	12.8	10.8	5	4.7	25	1.6	1.4	1.4	1.4	75	330	40	1.6	455	3.56	AA105	10	1.2
ERA-5	DC-8	12.5	12.5	12.2	11.9	11.6	11.4	10.4	10	+0.3	12.8	10.8	5	4.7	25	1.6	1.4	1.4	1.4	75	330	40	1.6	455	3.56	AA105	10	1.2
ERA-6	DC-8	12.6	12.6	12.3	12.0	11.7	11.5	10.4	10	+0.3	12.8	10.8	5	4.7	25	1.6	1.4	1.4	1.4	75	330	40	1.6	455	3.56	AA105	10	1.2
ERA-7	DC-8	12.7	12.7	12.4	12.1	11.8	11.6	10.4	10	+0.3	12.8	10.8	5	4.7	25	1.6	1.4	1.4	1.4	75	330	40	1.6	455	3.56	AA105	10	1.2
ERA-8	DC-8	12.8	12.8	12.5	12.2	11.9	11.7	10.4	10	+0.3	12.8	10.8	5	4.7	25	1.6	1.4	1.4	1.4	75	330	40	1.6	455	3.56	AA105	10	1.2
ERA-9	DC-8	12.9	12.9	12.6	12.3	12.0	11.8	10.4	10	+0.3	12.8	10.8	5	4.7	25	1.6	1.4	1.4	1.4	75	330	40	1.6	455	3.56	AA105	10	1.2
ERA-10	DC-8	13.0	13.0	12.7	12.4	12.1	11.9	10.4	10	+0.3	12.8	10.8	5	4.7	25	1.6	1.4	1.4	1.4	75	330	40	1.6	455	3.56	AA105	10	1.2
ERA-11	DC-8	13.1	13.1	12.8	12.5	12.2	12.0	10.4	10	+0.3	12.8	10.8	5	4.7	25	1.6	1.4	1.4	1.4	75	330	40	1.6	455	3.56	AA105	10	1.2
ERA-12	DC-8	13.2	13.2	12.9	12.6	12.3	12.1	10.4	10	+0.3	12.8	10.8	5	4.7	25	1.6	1.4	1.4	1.4	75	330	40	1.6	455	3.56	AA105	10	1.2
ERA-13	DC-8	13.3	13.3	13.0	12.7	12.4	12.2	10.4	10	+0.3	12.8	10.8	5	4.7	25	1.6	1.4	1.4	1.4	75	330	40	1.6	455	3.56	AA105	10	1.2
ERA-14	DC-8	13.4	13.4	13.1	12.8	12.5	12.3	10.4	10	+0.3	12.8	10.8	5	4.7	25	1.6	1.4	1.4	1.4	75	330	40	1.6	455	3.56	AA105	10	1.2
ERA-15	DC-8	13.5	13.5	13.2	12.9	12.6	12.4	10.4	10	+0.3	12.8	10.8	5	4.7	25	1.6	1.4	1.4	1.4	75	330	40	1.6	455	3.56	AA105	10	1.2
ERA-16	DC-8	13.6	13.6	13.3	13.0	12.7	12.5	10.4	10	+0.3	12.8	10.8	5	4.7	25	1.6	1.4	1.4	1.4	75	330	40	1.6	455	3.56	AA105	10	1.2
ERA-17	DC-8	13.7	13.7	13.4	13.1	12.8	12.6	10.4	10	+0.3	12.8	10.8	5	4.7	25	1.6	1.4	1.4	1.4	75	330	40	1.6	455	3.56	AA105	10	1.2
ERA-18	DC-8	13.8	13.8	13.5	13.2	12.9	12.7	10.4	10	+0.3	12.8	10.8	5	4.7	25	1.6	1.4	1.4	1.4	75	330	40	1.6	455	3.56	AA105	10	1.2
ERA-19	DC-8	13.9	13.9	13.6	13.3	13.0	12.8	10.4	10	+0.3	12.8	10.8	5	4.7	25	1.6	1.4	1.4	1.4	75	330	40	1.6	455	3.56	AA105	10	1.2
ERA-20	DC-8	14.0	14.0	13.7	13.4	13.1	12.9	10.4	10	+0.3	12.8	10.8	5	4.7	25	1.6	1.4	1.4	1.4	75	330	40	1.6	455	3.56	AA105	10	1.2
ERA-21	DC-8	14.1	14.1	13.8	13.5	13.2	13.0	10.4	10	+0.3	12.8	10.8	5	4.7	25	1.6	1.4	1.4	1.4	75	330	40	1.6	455	3.56	AA105	10	1.2
ERA-22	DC-8	14.2	14.2	13.9	13.6	13.3	13.1	10.4	10	+0.3	12.8	10.8	5	4.7	25	1.6	1.4	1.4	1.4	75	330	40	1.6	455	3.56	AA105	10	1.2
ERA-23	DC-8	14.3	14.3	14.0	13.7	13.4	13.2	10.4	10	+0.3	12.8	10.8	5	4.7	25	1.6	1.4	1.4	1.4	75	330	40	1.6	455	3.56	AA105	10	1.2
ERA-24	DC-8	14.4	14.4	14.1	13.8	13.5	13.3	10.4	10	+0.3	12.8	10.8	5	4.7	25	1.6	1.4	1.4	1.4	75	330	40	1.6	455	3.56	AA105	10	1.2
ERA-25	DC-8	14.5	14.5	14.2	13.9	13.6	13.4	10.4	10	+0.3	12.8	10.8	5	4.7	25	1.6	1.4	1.4	1.4	75	330	40	1.6	455	3.56	AA105	10	1.2
ERA-26	DC-8	14.6	14.6	14.3	14.0	13.7	13.5	10.4	10	+0.3	12.8	10.8	5	4.7	25	1.6	1.4	1.4	1.4	75	330	40	1.6	455	3.56	AA105	10	1.2
ERA-27	DC-8	14.7	14.7	14.4	14.1	13.8	13.6	10.4	10	+0.3	12.8	10.8	5	4.7	25	1.6	1.4	1.4	1.4	75	330	40	1.6	455	3.56	AA105	10	1.2
ERA-28	DC-8	14.8	14.8	14.5	14.2	13.9	13.7	10.4	10	+0.3	12.8	10.8	5	4.7	25	1.6	1.4	1.4	1.4	75	330	40	1.6	455	3.56	AA105	10	1.2
ERA-29	DC-8	14.9	14.9	14.6	14.3	14.0	13.8	10.4	10	+0.3	12.8	10.8	5	4.7	25	1.6	1.4	1.4	1.4	75	330	40	1.6	455	3.56	AA105	10	1.2
ERA-30	DC-8	15.0	15.0	14.7	14.4	14.1	13.9	10.4	10	+0.3	12.8	10.8	5	4.7	25	1.6	1.4	1.4	1.4	75	330	40	1.6	455	3.56	AA105	10	1.2
ERA-31	DC-8	15.1	15.1	14.8	14.5	14.2	14.0	10.4	10	+0.3	12.8	10.8	5	4.7	25	1.6	1.4	1.4	1.4	75	330	40	1.6	455	3.56	AA105	10	1.2
ERA-32	DC-8	15.2	15.2	14.9	14.6	14.3	14.1	10.4	10	+0.3	12.8	10.8	5	4.7	25	1.6	1.4	1.4	1.4	75	330	40	1.6	455	3.56	AA105	10	1.2
ERA-33	DC-8	15.3	15.3	15.0	14.7	14.4	14.2	10.4	10	+0.3	12.8	10.8	5	4.7	25	1.6	1.4	1.4	1.4	75	330	40	1.6	455	3.56	AA105	10	1.2
ERA-34	DC-8	15.4	15.4	15.1	14.8	14.5	14.3	10.4	10	+0.3	12.8	10.8	5	4.7	25	1.6	1.4	1.4	1.4	75	330	40	1.6	455	3.56	AA105	10	1.2
ERA-35	DC-8	15.5	15.5	15.2	14.9	14.6	14.4	10.4	10	+0.3	12.8	10.8	5	4.7	25	1.6	1.4	1.4	1.4	75	330	40	1.6	455	3.56	AA105	10	1.2
ERA-36	DC-8	15.6	15.6	15.3	15.0	14.7	14.5	10.4	10	+0.3	12.8	10.8	5	4.7	25	1.6	1.4	1.4	1.4	75	330	40	1.6	455	3.56	AA105	10	1.2
ERA-37	DC-8	15.7	15.7	15.4	15.1	14.8	14.6	10.4	10	+0.3	12.8	10.8	5	4.7	25	1.6	1.4	1.4	1.4	75	330	40	1.6	455	3.56	AA105	10	1.2
ERA-38	DC-8	15.8	15.8	15.5	15.2	14.9	14.7	10.4	10	+0.3	12.8	10.8	5	4.7	25	1.6	1.4	1.4	1.4	75	330	40	1.6	455	3.56	AA105	10	1.2
ERA-39	DC-8	15.9	15.9	15.6	15.3	15.0	14.8	10.4	10	+0.3	12.8	10.8	5	4.7	25	1.6	1.4	1.4	1.4	75	330	40	1.6	455	3.56	AA105	10	1.2
ERA-40	DC-8	16.0	16.0	15.7	15.4	15.1	14.9	10.4	10	+0.3	12.8	10.8	5	4.7	25	1.6	1.4	1.4	1.4	75	330	40	1.6	455	3.56	AA105	10	1.2
ERA-41	DC-8	16.1	16.1	15.8	15.5	15.2	15.0	10.4	10	+0.3	12.8	10.8	5	4.7	25	1.6	1.4	1.4	1.4	75	330	40	1.6	455	3.56	AA105	10	1.2
ERA-42	DC-8	16.2	16.2	15.9	15.6	15.3	15.1	10.4	10	+0.3	12.8	10.8	5	4.7	25	1.6	1.4	1.4	1.4	75	330	40	1.6	455	3.56	AA105	10	1.2
ERA-43	DC-8	16.3	16.3	16.0	15.7	15.4	15.2	10.4	10	+0.3	12.8	10.8	5	4.7	25	1.6	1.4	1.4	1.4	75	330	40	1.6	455	3.56	AA105	10	1.2
ERA-44	DC-8	16.4	16.4	16.1	15.8	15.5	15.3	10.4	10	+0.3	12.8	10.8	5	4.7	25	1.6	1.4	1.4	1.4	75	330	40	1.6	455	3.56	AA105	10	1.2
ERA-45	DC-8	16.5	16.5	16.2	15.9	15.6	15.4	10.4	10	+0.3	12.8	10.8	5	4.7	25	1.6	1.4	1.4	1.4	75	330	40	1.6	455	3.56	AA105	10	1.2

Annex 3

**Les spécifications d'amplificateur de puissance monolithique
MAAM26100-P1**



Preliminary Specifications

GaAs MMIC Power Amplifier 2 - 6 GHz

MAAM26100-P1

VIA

Features

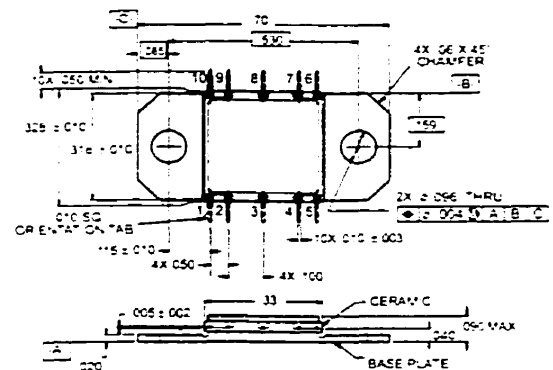
- -30 dBm Saturated Output Power
- 18 dB Typical Gain
- 30% Power Added Efficiency
- On-Chip Bias Network
- DC Decoupled RF Input and Output
- High Performance Ceramic Bolt Down Package

Description

M/A-COM's MAAM26100-P1 is a GaAs MMIC two stage high efficiency power amplifier in a high performance bolt down ceramic package. The MAAM26100-P1 is a fully monolithic design for operation in 50-ohm systems with an on-chip negative bias network which eliminates the need for external bias circuitry.

The MAAM26100-P1 is ideally suited for driver amplifiers and transmitter outputs in Electronic Warfare Jammers, Missile Subsystems and Phased Array Radars.

MAA-COM's MAAM26100-PI is fabricated using a mature 0.5-micron gate length GaAs process. The process features full passivation for increased performance/reliability.

CR-15

Notes (unless otherwise specified)
1. Dimensions are inches
2. Tolerance in xxx = ± 0.10

Ordering Information

Part Number	Package
MAAM26100-P1	Ceramic Bolt Down

Typical Electrical Specifications, $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_{DD} = +8\text{ V}$, $V_{GG} = -5\text{ V}$

Parameter	Test Conditions		Units	Min.	Typ.	Max.
Small Signal Gain	$P_{IN} \leq -10$ dBm	2 - 6 GHz	dB		18	
Input VSWR	$P_{IN} \leq -10$ dBm	2 - 6 GHz			2.0:1	
Output VSWR	$P_{IN} \leq -10$ dBm	2 - 6 GHz			2.2:1	
Output Power	$P_{IN} = +15$ dBm	2 - 6 GHz	dBm		+30	
Power Added Efficiency	$P_{IN} = +15$ dBm	2 - 6 GHz	%		30	
Output IP_3		2.5 & 6 GHz	dBm		40	

M/A-COM, Inc.

The Preliminary Specifications Data Sheet Contains Typical Electrical Specifications Which May Change Prior to Final Introduction

North America

Tel. (800) 366-2266
Fax (800) 618-8883

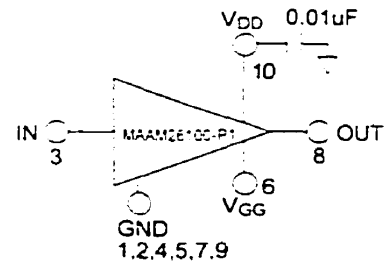
● **Asia/Pacific:** Tel +81 (03) 3226-1671
Fax +81 (03) 3226-1451

● Europe: Tel. +44 (1344) 869 595
Fax +44 (1344) 300 020

Absolute Maximum Ratings^{1,2}

Parameter	Absolute Maximum
V _{DD}	10 Volts
V _{GG}	-10 Volts
Power Dissipation	8.4 W
RF Input Power	+23 dBm
Channel Temperature	150°C
Storage Temperature	-65°C to +150°C
Thermal Resistance (Channel to Case)	15°C/W

1 Exceeding these limits may cause permanent damage

2 Case Temperature (T_C) = +25°CFunctional Diagram^{1,4}3 Nominal bias is obtained by first connecting -5 volts to pin 6 (V_{GG}) followed by connecting +9 volts to pin 10 (V_{DD})

Note sequence

4 RF ground and thermal interface is the flange (case bottom). Adequate heat sinking is required

Typical Performance @+25°C

